

控制与决策

Control and Decision

基于同步性能综合指标的超精密运动台迭代学习控制

周昕, 齐月静, 武志鹏, 齐威, 李爱琳

引用本文:

周昕, 齐月静, 武志鹏, 等. 基于同步性能综合指标的超精密运动台迭代学习控制[J]. 控制与决策, 2025, 40(4): 1257-1266.

在线阅读 View online: <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2024.0534>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

[基于批次图像化的卷积自编码故障监测方法](#)

Fault detection of batch image-based convolutional autoencoder

控制与决策. 2021, 36(6): 1361-1367 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.1342>

[多航天器系统分布式固定时间输出反馈姿态协同跟踪控制](#)

Distributed fixed-time output feedback attitude coordination tracking control for multiple rigid spacecraft

控制与决策. 2021, 36(5): 1049-1058 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0968>

[基于优化DBSCAN聚类算法的晶圆图预处理](#)

Wafer map preprocessing based on optimized DBSCAN clustering algorithm

控制与决策. 2021, 36(11): 2713-2721 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2020.0738>

[脉冲控制下多智能体系统的保性能双向编队控制](#)

[Guaranteed cost bipartite formation problem of multi-agent systems with impulse control](#)

控制与决策. 2021, 36(1): 180-186 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0854>

[改进集成深层自编码器在轴承故障诊断中的应用](#)

Application of improved ensemble deep auto-encoder in bearing fault diagnosis

控制与决策. 2021, 36(1): 135-142 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0270>

基于同步性能综合指标的超精密运动台迭代学习控制

周昕^{1,2}, 齐月静^{1,2}, 武志鹏^{1,2†}, 齐威^{1,2}, 李爱琳^{1,2}

(1. 中国科学院微电子研究所, 北京 100029; 2. 中国科学院大学, 北京 100049)

摘要: 超精密运动台是光刻机的关键组成部分, 包括工件台和掩模台, 二者的同步性能直接影响光刻机的套刻精度和关键尺寸均匀性. 针对工件台和掩模台的同步控制问题, 提出一种基于同步性能综合指标的迭代学习控制 (MASD-ILC), 能够减小同步误差, 且有效抑制推力扰动. 验证所提方法的学习律沿时间轴和迭代轴的收敛性并给出收敛条件, 分析学习增益和权重系数对学习律收敛性的影响, 通过仿真验证所提出方法的有效性. 与传统基于误差的迭代控制 (e-ILC) 相比, 所提出的 MASD-ILC 收敛速度更快、收敛误差更小、鲁棒性更好. 基于 MASD-ILC 的系统经过迭代学习, 同步性能综合指标从 31.56 nm 降低到 0.10 nm, 存在推力扰动和模型不确定时, MASD-ILC 的收敛速度和收敛误差不受影响.

关键词: 光刻机; 工件台; 掩模台; 迭代学习; 同步控制; 同步性能综合指标

中图分类号: TP273 **文献标志码:** A

DOI: 10.13195/j.kzyjc.2024.0534

引用格式: 周昕, 齐月静, 武志鹏, 等. 基于同步性能综合指标的超精密运动台迭代学习控制 [J]. 控制与决策, 2025, 40(4): 1257-1266.

Moving-average-and-standard-deviation-based iterative learning control for ultra-precision stage system

ZHOU Xin^{1,2}, QI Yue-jing^{1,2}, WU Zhi-peng^{1,2†}, QI Wei^{1,2}, LI Ai-lin^{1,2}

(1. Institute of Microelectronics of the Chinese Academy of Sciences, Beijing 100029, China; 2. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

Abstract: An ultra-precision stage system is a critical component of a wafer scanner, including the wafer stage and the reticle stage. The synchronous performance of the wafer stage and reticle stage significantly affects the overlay and critical dimension uniformity of the machine. A moving-average-and-standard-deviation-based iterative learning control (MASD-ILC) method is proposed, which can reduce synchronous errors and suppress thrust ripple. The convergence principle and conditions of the method along the time axis and the iteration axis are proved. The effects of the learning gain and weights is discussed. The effectiveness of the proposed method is verified through simulations. Compared with the e-ILC, the MASD-ILC demonstrates faster convergence speed, smaller convergence error, and better robustness. The MASD of the system based on the MASD-ILC is reduced from 31.56 nm to 0.10 nm. Considering the thrust perturbation and model uncertainty, the convergence speed and convergence error of the system based on the MASD-ILC remain unaffected.

Keywords: wafer scanners; wafer stage; reticle stage; iterative learning control; synchronous control; moving-average-and-standard-deviation

0 引言

光刻机是集成电路制造的关键设备^[1], 超精密运动台系统是光刻机的核心组成部分, 包括承载硅片的工件台和承载掩模版的掩模台. 在扫描曝光过程中, 工件台跟踪指定的轨迹, 而掩模台则向相反方向同步移动^[2]. 工件台与掩模台之间的同步性能直接影

响光刻机的套刻精度 (Overlay) 和关键尺寸均匀性 (CDU), 其同步性能可以通过滑动平均差 (MA) 和滑动标准差 (MSD) 衡量. 其中: MA 代表同步误差的低频部分, 主要影响光刻过程中的套刻精度; MSD 体现了同步误差的高频部分, 影响关键尺寸均匀性等方面, 导致成像模糊^[3].

收稿日期: 2024-05-06; 录用日期: 2024-08-22.

基金项目: 国家科技重大专项项目 (2018ZX02101005).

责任编委: 黄永安.

†通信作者. E-mail: wuzhipeng@ime.ac.cn.

同步控制方式根据控制结构主要分为独立并行控制、交叉耦合控制^[4]和主从同步控制^[5]。在独立并行控制中,工件台和掩模台各自跟踪理想参考轨迹,但由于外部干扰、模型不确定性等因素存在,很难实现高同步精度。交叉耦合控制将同步误差按比例补偿给各运动台,更适用于控制具有相似带宽的子系统同步。与工件台相比,掩模台的质量更小,动态响应速度更高,因此工件台与掩模台通常采用主从同步结构。

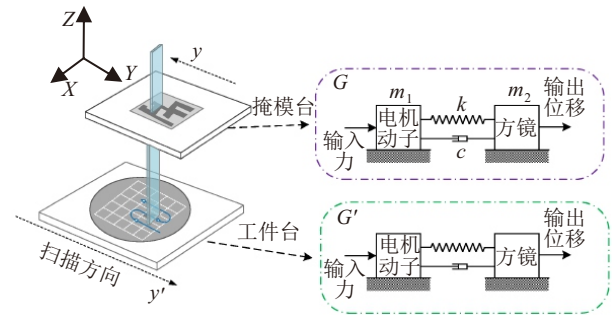
在工件台和掩模台同步控制设计中,同步控制器的设计是核心问题。鲁棒控制^[6]、FIR 滤波器^[7]、粒子群优化^[8]等方法都可以被用于同步控制器的设计。工件台和掩模台在曝光过程中的运动轨迹具有重复性,迭代学习控制(ILC)被广泛应用^[9-10]。在工件台和掩模台的同步控制中,多输入多输出(MIMO)ILC方法利用跟踪误差和同步误差实现前馈补偿,可以提高系统的同步精度,但是MIMO ILC方法设计复杂,需要考虑多轴耦合,学习滤波器参数难以整定^[11]。Heertjes等^[12]采用数据驱动的方法在迭代域中对同步控制器进行参数整定,在不考虑工件台跟踪精度的情况下提高了同步精度。Mishra等^[13]通过增加控制器的自由度来实现MIMO ILC方法的解耦,能同时减少跟踪误差和同步误差。在实际应用中,难以获得工件台和掩模台的精确模型,过大的模型误差会导致系统的稳定性变差。此外,实际中还存在推力波动、环境振动等扰动,这些扰动进入学习循环会限制甚至降低迭代学习性能,对实现纳米级性能提出了挑战。为了解决上述问题,研究学者们提出了结合其他方法的ILC方法。鲁棒逆模型ILC方法因为设计过程简单被应用于工件台中,通过使用鲁棒滤波器来减小对精确模型的依赖^[14-16]。但是,为了保证足够的鲁棒性通常会使得学习带宽和学习效率过于保守。为抑制随机误差在迭代学习过程中的累积效应,子空间投影方法^[17]、主成分分析方法^[18]等信号处理方法、自适应增益^[19]和分段ILC方法^[20]被用于迭代学习补偿中。上述方法都是基于系统误差和随机误差在频域或时域上完全可分的理想情况。

现有的迭代学习同步控制中,仍然存在一些不足,基于误差进行迭代学习控制(e-ILC)不能直接评价性能指标MA和MSD。为了实现工件台和掩模台的高同步精度,本文提出一种基于同步误差综合性能的迭代学习控制(MASD-ILC)方法,主要内容如下:1)以同步误差的MA和MSD加权构造同步性能综合指标(MASD),同时兼顾MA和MSD两个性能指标;2)理论分析MASD-ILC沿时间轴和迭代轴的收敛条件;3)仿真对比传统的e-ILC,分析参数选

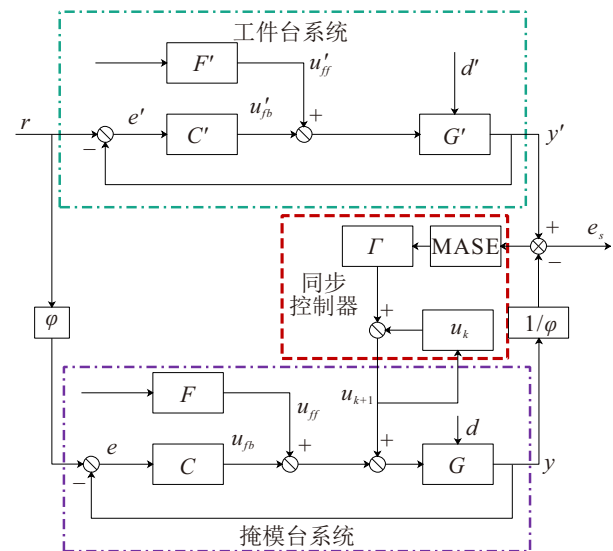
择对学习律收敛性的影响,验证了所提方法能有效提高学习过程的收敛速度和系统的同步精度,保证系统的抗扰性和模型不确定下的鲁棒性。

1 问题描述

根据工件台和掩模台的特性,本文采用主从同步结构,如图1所示。在图1中,质量更大、动态响应速度更慢的工件台作为主动系统,掩模台作为从动系统跟随工件台的运动。考虑沿扫描方向上的同步运动,同步比例系数为 φ 。工件台和掩模台都采用 non-collocated 形式双质量块模型,如图1(a)所示。以掩模台系统为例,系统输入为执行电机推力,作用部位为掩模台执行电机定子,系统输出为掩模台方镜位移。后文中: m 表示掩模台运动部分的总质量, η 和 ω 分别表示掩模台动子和方镜之间的结构阻尼比和谐振频率。



(a) 工件台和掩模台系统示意图



(b) 控制结构

图1 工件台和掩模台同步控制结构

为了实现纳米级伺服跟踪精度,采用二自由度控制结构,如图1(b)所示: r 是参考轨迹, F 和 F' 分别是掩模台和工件台的前馈控制器, C 和 C' 是反馈控制器, u_{ff} 和 u'_{ff} 是前馈控制信号, u_{fb} 和 u'_{fb} 是反馈控制信号, G 和 G' 是被控对象,运动台受到的推力

扰动用 d 和 d' 表示, y 和 y' 是掩模台和工件台的位置输出.

工件台和掩模台的跟踪误差定义为

$$e' = r - y', \quad e = \varphi r - y. \quad (1)$$

工件台和掩模台的同步误差为

$$e_s = y' - \frac{1}{\varphi} y. \quad (2)$$

同步误差的滑动平均差 (MA) 和滑动标准差 (MSD) 是两个关键同步性能指标. 在轨迹跟踪过程中, 工件台首先加速到最大速度, 经过一段时间调整后进入稳定的匀速扫描阶段. 扫描段是硅片曝光的阶段, 也是同步精度被严格要求的阶段, 工件台和掩模台的同步性能评价指标如下:

$$\text{MA}(t) = \frac{1}{N} \sum_{\tau=t-\frac{N-1}{2}}^{t+\frac{N-1}{2}} e_s(\tau), \quad (3)$$

$$\text{MSD}(t) = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{\tau=t-\frac{N-1}{2}}^{t+\frac{N-1}{2}} (\text{MA}(t) - e_s(\tau))^2}. \quad (4)$$

其中: $t \in \{0, 1, \dots, T\}$ 是采样序列; $e_s(\tau)$ 是采样的同步误差; N 是成像点位于曝光狭缝范围内的采样点个数, 由扫描速度、狭缝宽度及采样周期决定.

MA 和 MSD 分别反应了同步误差的低频特性和高频特性, 为了同时满足实际应用中的 MA 和 MSD, 本文提出一种同步误差综合性能指标 MASD, 即

$$\text{MASD}(t) = \alpha \text{MA}(t) + (1 - \alpha) \text{MSD}(t). \quad (5)$$

其中: $0 \leq \alpha \leq 1$, 通过调整权重系数 α 可以调整 MA 和 MSD 的占比.

掩模台的传递函数如下:

$$G(s) = \frac{1}{ms^2} - \frac{1}{m(s^2 + 2\eta\omega s + \omega^2)}. \quad (6)$$

实际的掩模台系统为数字控制系统, 上述传递函数的离散状态空间模型如下:

$$\begin{cases} \mathbf{x}(t+1) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}v(t) + \mathbf{B}d(t), \\ y(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t). \end{cases} \quad (7)$$

其中: $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^4$, $d \in \mathbb{R}^4$, $v \in \mathbb{R}^1$ 和 $y \in \mathbb{R}^1$ 分别是掩模台的状态、扰动、输入和输出, 输入 $v = u_{fb} + u_{ff}$

$$+u; \quad \mathbf{A} = \mathbf{I} + T_s \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -\omega^2 & -2\zeta\omega \end{bmatrix}, \quad \mathbf{I} \text{ 为单}$$

位矩阵; $\mathbf{B} = T_s \left[0, \frac{1}{m}, 0, \frac{1}{m} \right]^T$; $\mathbf{C} = [1, 0, -1, 0]$.

综上, 在同步迭代学习控制算法设计中, 考虑如

下线性离散系统:

$$\begin{cases} \mathbf{x}(t+1, k) = \\ \mathbf{A}\mathbf{x}(t, k) + \mathbf{B}v(t, k) + \mathbf{B}d(t, k), \\ y(t, k) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t, k). \end{cases} \quad (8)$$

其中: $k \geq 1$ 是迭代学习次数; $\mathbf{x}(t, k)$, $v(t, k)$ 和 $y(t, k)$ 分别是掩模台在第 k 次迭代第 t 时刻的状态、输入和输出; $d(t, k)$ 是系统受到的扰动.

不失一般性, 给出以下假设.

假设 1 对于任意期望的掩模台输出 $y_d(t, k)$ 和初始条件 $x_d(0, k)$, 第 k 次迭代过程存在唯一的期望 ILC 控制量 $u_d(t, k)$ 和期望状态 $\mathbf{x}_d(t, k)$ 满足同步误差为 0, 即掩模台与工件台之间的同步运行关系保持比例关系, 比例系数为常数 φ

$$\begin{cases} \mathbf{x}_d(t+1, k) = \mathbf{A}\mathbf{x}_d(t, k) + \mathbf{B}v_d(t, k), \\ y_d(t, k) = \mathbf{C}\mathbf{x}_d(t, k) = \varphi y'(t, k), \\ v_d(t, k) = u_{fbd}(t, k) + u_{ffd}(t, k) + u_d(t, k). \end{cases} \quad (9)$$

其中: $\|\Delta u_{fb}(t, k)\| = \|u_{fbd}(t, k) - u_{fb}(t, k)\| \leq \beta_{fb}$, $u_{ffd}(t, k) = u_{ff}(t, k)$.

假设 2 掩模台系统 (8) 的初始条件满足

$$\forall k, \mathbf{x}(0, k) = \mathbf{x}_d(0, k) = 0. \quad (10)$$

假设 3 掩模台系统的扰动 $d(t, k)$ 在 $t \in [0, T]$ 的上界为 $\|d(t, k)\| \leq \beta_a$.

2 基于同步性能综合指标的迭代学习控制

2.1 控制律设计

定义 1^[21] 如果线性离散系统满足以下条件:

$$\begin{cases} \mathbf{C}\mathbf{A}^{i-1}\mathbf{B} = 0, \quad i = 1, 2, \dots, p-1; \\ \mathbf{C}\mathbf{A}^{p-1}\mathbf{B} \neq 0. \end{cases} \quad (11)$$

则称系统的相对度为 p , 其中 p 是一个大于 1 的整数.

推论 1 由定义 1 可知, 相对度实质上代表了系统输出相对于输入的滞后步数, 相对度为 p 的系统满足

$$\begin{cases} y(t+i, k) = \mathbf{C}\mathbf{A}^i\mathbf{x}(t, k), \quad 0 \leq i \leq p-1; \\ y(t+p, k) = \mathbf{C}\mathbf{A}^p\mathbf{x}(t, k) + \mathbf{C}\mathbf{A}^{p-1}\mathbf{B}u(t, k). \end{cases} \quad (12)$$

根据上述定义, 掩模台系统 (8) 的相对度 $p = 3$. 本文设计一种基于同步性能综合指标的迭代学习控制 (MASD-ILC) 方法, 学习律表达式如下:

$$u(t, k+1) = u(t, k) + \Gamma \cdot \text{MASD}\left(t+p+\frac{N}{2}, k\right), \quad (13)$$

其中 $\Gamma > 0$ 是迭代学习增益. 基于迭代学习的非因果性, 设计 p 补偿掩模台系统的高相对度、 $N/2$ 补偿计算 MA 和 MSD 引入的时间延迟.

2.2 收敛性分析

为了方便算法 (13) 的收敛性证明, 引入以下定

义和引理.

定义 2^[22] 向量函数 $z(t)$ 在时间 $t \in [0, T]$ 上的 λ 范数定义如下:

$$\|z(t)\|_\lambda = \sup_{t \in [0, T]} \{q^{-\lambda t} \|z(t)\|\}, \quad (14)$$

其中 $\|\cdot\|$ 是 \mathbb{R}^n 上的一种范数.

引理 1^[21] 设正实数序列满足如下差分不等式:

$$a_t \leq \mu_1 a_{t-1} + \mu_2 a_{t-2} + \dots + \mu_{N_t} a_{t-N_t} + \varepsilon. \quad (15)$$

其中: $t = N_t + 1, N_t + 2, \dots, \varepsilon \geq 0$. 若满足

$$\mu_i \geq 0, \quad i = 1, 2, \dots, N_t, \quad (16)$$

$$\mu = \sum_{i=1}^{N_t} \mu_i < 1, \quad (17)$$

则如下不等式成立:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} a_t \leq \frac{\varepsilon}{1 - \mu}. \quad (18)$$

下面给出本文的主要结果.

定理 1 采用 MASD-ILC 方法 (13), 控制满足假设 1 ~ 假设 3 的掩模台系统 (8), 如果迭代学习增益 Γ 和权重系数 α 满足

$$\begin{aligned} & \left| 1 - \Gamma\alpha \frac{\beta_1}{\varphi N} \right| + (N-1) \frac{\Gamma\alpha\beta_1}{N\varphi} + \\ & \frac{2N\Gamma(1-\alpha)\beta_1}{\sqrt{N}\varphi} < 1, \end{aligned} \quad (19)$$

其中 $\beta_1 = \mathbf{C}\mathbf{A}^2\mathbf{B} > 0$, 则掩模台系统输出随迭代次数逼近期望轨迹. 当迭代次数 $k \rightarrow \infty$ 时, 掩模台的输出能在给定时间区间上一致跟踪工件台运动, 同步误差一致有界.

证明 ILC 控制量与期望控制量之间的偏差为

$$\begin{aligned} & \Delta u(t, k+1) = \\ & u_d(t, k+1) - u(t, k+1) = \\ & u_d(t, k+1) - u(t, k) - \Gamma \cdot \text{MASD}\left(t+p+\frac{N}{2}, k\right) = \\ & u_d(t, k) - u(t, k) + u_d(t, k+1) - u_d(t, k) - \\ & \Gamma \cdot \text{MASD}\left(t+p+\frac{N}{2}, k\right) = \\ & \Delta u(t, k) + \delta u_d(t, k+1) - \\ & \Gamma \cdot \text{MASD}\left(t+p+\frac{N}{2}, k\right), \end{aligned} \quad (20)$$

其中 $\delta u_d(t, k+1) = u_d(t, k+1) - u_d(t, k)$ 是期望控制量随着迭代次数的变化值. 在迭代学习过程中, 掩模台的期望轨迹不变, 则 $\delta u_d(t, k)$ 有界, 记为

$$\|\delta u_d(t, k)\| \leq \beta_{ud}. \quad (21)$$

结合式 (3) 与 (4), 记 $t' = t + \frac{N}{2}$, 可得

$$\Delta u(t, k+1) =$$

$$\Delta u(t, k) + \delta u_d(t, k+1) - \frac{\Gamma\alpha}{N} \sum_{\tau=t}^{t+N-1} e_s(\tau+p, k) -$$

$$\Gamma(1-\alpha) \frac{1}{\sqrt{N}} \cdot$$

$$\sqrt{\sum_{\tau=t}^{t+N-1} (e_s(\tau+p, k) - \text{MA}(t'+p, k))^2}. \quad (22)$$

令 $h(\tau) = e_s(\tau+p, k) - \text{MA}(t'+p, k)$, 且

$$\begin{aligned} & \sqrt{\sum_{\tau=t}^{t+N-1} h(\tau)^2} = \\ & \sqrt{\sum_{\tau=t}^{t+N-1} |h(\tau)|^2} \leq \sum_{\tau=t}^{t+N-1} \sqrt{|h(\tau)|^2} \leq \sum_{\tau=t}^{t+N-1} |h(\tau)| = \\ & \sum_{\tau=t}^{t+N-1} |e_s(\tau+p, k) - \text{MA}(t'+p, k)| \leq \\ & \sum_{\tau=t}^{t+N-1} |e_s(\tau+p, k)| + N|\text{MA}(t'+p, k)| \leq \\ & 2 \sum_{\tau=t}^{t+N-1} |e_s(\tau+p, k)|. \end{aligned} \quad (23)$$

将式 (23) 代入 (22) 可得

$$\begin{aligned} & \Delta u(t, k+1) \leq \\ & \Delta u(t, k) + \delta u_d(t, k+1) - \frac{\Gamma\alpha}{N} \sum_{\tau=t}^{t+N-1} e_s(\tau+p, k) - \\ & \frac{2\Gamma(1-\alpha)}{\sqrt{N}} \sum_{\tau=t}^{t+N-1} |e_s(\tau+p, k)|. \end{aligned} \quad (24)$$

根据定义, 同步误差为

$$\begin{aligned} e_s(t, k) &= y' - \frac{1}{\varphi} y(t, k) = \\ & \frac{1}{\varphi} \mathbf{C}\mathbf{x}_d(t, k) - \frac{1}{\varphi} \mathbf{C}\mathbf{x}(t, k) = \frac{1}{\varphi} \mathbf{C}\Delta\mathbf{x}(t, k). \end{aligned} \quad (25)$$

由推论 1 可知

$$e_s(t+p-1, k) = \frac{1}{\varphi} \mathbf{C}\mathbf{A}^{p-1} \Delta\mathbf{x}(t, k). \quad (26)$$

其中: $\Delta\mathbf{x}(t, k)$ 由式 (7) 递归可得, 且根据假设 2, $\Delta\mathbf{x}(0, k) = 0$, 则

$$\begin{aligned} & \Delta\mathbf{x}(t, k) = \\ & \mathbf{A}^{t-1} \Delta\mathbf{x}(0, k) + \sum_{i=0}^{t-1} \mathbf{A}^{t-i-1} \mathbf{B}(\Delta u(i, k) + \\ & \Delta u_{fb}(i, k) + d(i, k)) = \\ & \sum_{i=0}^{t-1} \mathbf{A}^{t-i-1} \mathbf{B}(\Delta u(i, k) + \Delta u_{fb}(i, k) + d(i, k)). \end{aligned} \quad (27)$$

结合式 (26) 与 (27), 且掩模台系统相对度 $p = 3$, 式 (24) 可以写成如下形式:

$$\begin{aligned}
 &\Delta u(t, k + 1) = \\
 &\Delta u(t, k) + \delta u_d(t, k + 1) - \\
 &\frac{\Gamma\alpha}{N} \sum_{\tau=t}^{t+N-1} \frac{1}{\varphi} \mathbf{CA}^2 \Delta \mathbf{x}(\tau + 1, k) - \\
 &\frac{2\Gamma(1-\alpha)}{\sqrt{N}} \sum_{\tau=t}^{t+N-1} \left| \frac{1}{\varphi} \mathbf{CA}^2 \Delta \mathbf{x}(\tau + 1, k) \right| \leq \\
 &\Delta u(t, k) + \delta u_d(t, k + 1) - \\
 &\frac{\Gamma\alpha}{N\varphi} \mathbf{CA}^2 \mathbf{B} \sum_{\tau=t}^{t+N-1} \sum_{i=0}^{\tau} \mathbf{A}^{\tau-i} \Delta u(i, k) - \\
 &\frac{2\Gamma(1-\alpha)}{\sqrt{N\varphi}} \mathbf{CA}^2 \mathbf{B} \sum_{\tau=t}^{t+N-1} \sum_{i=0}^{\tau} |\mathbf{A}^{\tau-i} \Delta u(i, k)| - \\
 &\frac{\Gamma\alpha}{N\varphi} \mathbf{CA}^2 \mathbf{B} \sum_{\tau=t}^{t+N-1} \sum_{i=0}^{\tau} \mathbf{A}^{\tau-i} \Delta u_{fb}(i, k) - \\
 &\frac{2\Gamma(1-\alpha)}{\sqrt{N\varphi}} \mathbf{CA}^2 \mathbf{B} \sum_{\tau=t}^{t+N-1} \sum_{i=0}^{\tau} |\mathbf{A}^{\tau-i} \Delta u_{fb}(i, k)| - \\
 &\frac{\Gamma\alpha}{N\varphi} \mathbf{CA}^2 \mathbf{B} \sum_{\tau=t}^{t+N-1} \sum_{i=0}^{\tau} \mathbf{A}^{\tau-i} d(i, k) - \\
 &\frac{2\Gamma(1-\alpha)}{\sqrt{N\varphi}} \mathbf{CA}^2 \mathbf{B} \sum_{\tau=t}^{t+N-1} \sum_{i=0}^{\tau} |\mathbf{A}^{\tau-i} d(i, k)| \leq \\
 &\Delta u(t, k) + \delta u_d(t, k + 1) - \\
 &\frac{\Gamma\alpha\beta_1}{N\varphi} \sum_{\tau=t}^{t+N-1} \sum_{i=0}^{\tau} \mathbf{A}^{\tau-i} \Delta u(i, k) - \\
 &\frac{2\Gamma(1-\alpha)\beta_1}{\sqrt{N\varphi}} \sum_{\tau=t}^{t+N-1} \sum_{i=0}^{\tau} |\mathbf{A}^{\tau-i} \Delta u(i, k)| - \\
 &\frac{\Gamma\alpha\beta_1}{N\varphi} \sum_{\tau=t}^{t+N-1} \sum_{i=0}^{\tau} \mathbf{A}^{\tau-i} \Delta u_{fb}(i, k) - \\
 &\frac{2\Gamma(1-\alpha)\beta_1}{\sqrt{N\varphi}} \sum_{\tau=t}^{t+N-1} \sum_{i=0}^{\tau} |\mathbf{A}^{\tau-i} \Delta u_{fb}(i, k)| - \\
 &\frac{\Gamma\alpha\beta_1}{N\varphi} \sum_{\tau=t}^{t+N-1} \sum_{i=0}^{\tau} \mathbf{A}^{\tau-i} d(i, k) - \\
 &\frac{2\Gamma(1-\alpha)\beta_1}{\sqrt{N\varphi}} \sum_{\tau=t}^{t+N-1} \sum_{i=0}^{\tau} |\mathbf{A}^{\tau-i} d(i, k)|. \tag{28}
 \end{aligned}$$

其中

$$\begin{aligned}
 &\sum_{\tau=t}^{t+N-1} \sum_{i=0}^{\tau} \mathbf{A}^{\tau-i} \Delta u(i, k) = \\
 &\Delta u(t, k) + \sum_{i=0}^{t-1} \mathbf{A}^{t-i} \Delta u(i, k) + \\
 &\sum_{\tau=t+1}^{t+N-1} \sum_{i=0}^{\tau} \mathbf{A}^{\tau-i} \Delta u(i, k). \tag{29}
 \end{aligned}$$

则式(28)为

$$\begin{aligned}
 &\Delta u(t, k + 1) \leq \\
 &\left(1 - \frac{\Gamma\alpha\beta_1}{N\varphi}\right) \Delta u(t, k) + \delta u_d(t, k + 1) - \\
 &\frac{2\Gamma(1-\alpha)\beta_1}{\sqrt{N\varphi}} |\Delta u(t, k)| - \frac{\Gamma\alpha\beta_1}{N\varphi} \sum_{i=0}^{t-1} \mathbf{A}^{t-i} \Delta u(i, k) - \\
 &\frac{\Gamma\alpha\beta_1}{N\varphi} \sum_{\tau=t+1}^{t+N-1} \sum_{i=0}^{\tau} \mathbf{A}^{\tau-i} \Delta u(i, k) - \\
 &\frac{2\Gamma(1-\alpha)\beta_1}{\sqrt{N\varphi}} \sum_{i=0}^{t-1} |\mathbf{A}^{t-i} \Delta u(i, k)| - \\
 &\frac{2\Gamma(1-\alpha)\beta_1}{\sqrt{N\varphi}} \sum_{\tau=t+1}^{t+N-1} \sum_{i=0}^{\tau} |\mathbf{A}^{\tau-i} \Delta u(i, k)| - \\
 &\frac{\Gamma\alpha\beta_1}{N\varphi} \sum_{\tau=t}^{t+N-1} \sum_{i=0}^{\tau} \mathbf{A}^{\tau-i} \Delta u_{fb}(i, k) - \\
 &\frac{2\Gamma(1-\alpha)\beta_1}{\sqrt{N\varphi}} \sum_{\tau=t}^{t+N-1} \sum_{i=0}^{\tau} |\mathbf{A}^{\tau-i} \Delta u_{fb}(i, k)| - \\
 &\frac{\Gamma\alpha\beta_1}{N\varphi} \sum_{\tau=t}^{t+N-1} \sum_{i=0}^{\tau} \mathbf{A}^{\tau-i} d(i, k) - \\
 &\frac{2\Gamma(1-\alpha)\beta_1}{\sqrt{N\varphi}} \sum_{\tau=t}^{t+N-1} \sum_{i=0}^{\tau} |\mathbf{A}^{\tau-i} d(i, k)|. \tag{30}
 \end{aligned}$$

对式(30)两端取范数, 记为 $\rho = \left|1 - \frac{\Gamma\alpha\beta_1}{N\varphi}\right| + \frac{2\Gamma(1-\alpha)\beta_1}{\sqrt{N\varphi}}$, $\rho_1 = \frac{\Gamma\alpha\beta_1}{N\varphi} + \frac{2\Gamma(1-\alpha)\beta_1}{\sqrt{N\varphi}}$, $\beta_a = \|\mathbf{A}\|$, 结合假设1, 假设3和式(21), 可得

$$\begin{aligned}
 &\|\Delta u(t, k + 1)\| \leq \\
 &\rho \|\Delta u(t, k)\| + \rho_1 \sum_{i=0}^{t-1} \beta_a^{t-i} \|\Delta u(i, k)\| + \\
 &\rho_1 \sum_{\tau=t+1}^{t+N-1} \sum_{i=0}^{\tau} \beta_a^{\tau-i} \|\Delta u(i, k)\| + \\
 &\rho_1 \sum_{\tau=t}^{t+N-1} \sum_{i=0}^{\tau} \beta_a^{\tau-i} (\beta_{fb} + \beta_d) + \beta_{ud}. \tag{31}
 \end{aligned}$$

取 $q > \beta_a$ 且 $q > 1$. 将式(31)中的第2项 $\sum_{i=0}^{t-1} \beta_a^{t-i} \|\Delta u(i, k)\|$ 乘 $q^{-\lambda t}$ 并取上确界可得

$$\begin{aligned}
 &\sup_{t \in [0, T]} \left\{ q^{-\lambda t} \sum_{i=0}^{t-1} \beta_a^{t-i} \|\Delta u(i, k)\| \right\} \leq \\
 &\sup_{t \in [0, T]} \left\{ q^{-\lambda t} \sum_{i=0}^{t-1} q^{t-i} \|\Delta u(i, k)\| \right\} \leq \\
 &\sup_{t \in [0, T]} \left\{ \sum_{i=0}^{t-1} q^{-(\lambda-1)t-i} \|\Delta u(i, k)\| \right\} \leq \\
 &\sup_{t \in [0, T]} \left\{ \sum_{i=0}^{t-1} q^{-\lambda i} \|\Delta u(i, k)\| q^{-(\lambda-1)(t-i)} \right\} \leq
 \end{aligned}$$

$$\sup_{t \in [0, T]} \{q^{-\lambda i} \|\Delta u(i, k)\|\} \sup_{t \in [0, T]} \left\{ \sum_{i=0}^{t-1} q^{-(\lambda-1)(t-i)} \right\} \leq \sup_{t \in [0, T]} \{q^{-\lambda i} \|\Delta u(i, k)\|\} \frac{1 - q^{-(\lambda-1)T}}{q^{(\lambda-1)} - 1}. \quad (32)$$

根据 λ 范数的定义, 式 (32) 为

$$\sup_{t \in [0, T]} \left\{ q^{-\lambda t} \sum_{i=0}^{t-1} \beta_a^{t-i} \|\Delta u(i, k)\| \right\} \leq \|\Delta u(i, k)\|_\lambda \frac{1 - q^{-(\lambda-1)T}}{q^{(\lambda-1)} - 1}. \quad (33)$$

同样可以得到

$$\sup_{t \in [0, T]} \left\{ q^{-\lambda t} \sum_{\tau=t+1}^{t+N-1} \sum_{i=0}^{\tau} \beta_a^{\tau-i} \|\Delta u(i, k)\| \right\} \leq \|\Delta u(i, k)\|_\lambda \left[\frac{(N-1)q^{(\lambda-1)}}{q^{(\lambda-1)} - 1} + \frac{q^{-(\lambda-1)T}(q^{N-1} - 1)}{(q^{(\lambda-1)} - 1)^2} \right]. \quad (34)$$

$$\sup_{t \in [0, T]} \left\{ q^{-\lambda t} \sum_{\tau=t}^{t+N-1} \sum_{i=0}^{\tau} \beta_a^{\tau-i} (\beta_{fb} + \beta_d) \right\} \leq (\beta_d + \beta_{fb}) \left[\frac{(N-1)q^{(\lambda-1)}}{q^{(\lambda-1)} - 1} + \frac{q^{-(\lambda-1)(T-1)}(q^N - 1)}{(q^{(\lambda-1)} - 1)^2} \right]. \quad (35)$$

对式 (31) 两端取 λ 范数, 结合 (33) ~ (35) 可得

$$\begin{aligned} \|\Delta u(t, k+1)\|_\lambda &\leq \rho \|\Delta u(t, k)\|_\lambda + \rho_1 \|\Delta u(t, k)\|_\lambda \frac{1 - q^{-(\lambda-1)T}}{q^{(\lambda-1)} - 1} + \\ &\rho_1 \|\Delta u(t, k)\|_\lambda \left[\frac{(N-1)q^{(\lambda-1)}}{q^{(\lambda-1)} - 1} + \frac{q^{-(\lambda-1)T}(q^{N-1} - 1)}{(q^{(\lambda-1)} - 1)^2} \right] + \rho_1 (\beta_{fb} + \beta_d) \left[\frac{Nq^{(\lambda-1)}}{q^{(\lambda-1)} - 1} + \frac{q^{-(\lambda-1)(T-1)}(q^N - 1)}{(q^{(\lambda-1)} - 1)^2} \right] + \beta_{ud}. \end{aligned} \quad (36)$$

当选取足够大的 λ 时, 有 $\lim_{\lambda \rightarrow \infty} \frac{1 - q^{-(\lambda-1)T}}{q^{(\lambda-1)} - 1} = 0$,

$$\lim_{\lambda \rightarrow \infty} \frac{(N-1)q^{(\lambda-1)}}{q^{(\lambda-1)} - 1} + \frac{q^{-(\lambda-1)T}(q^{N-1} - 1)}{(q^{(\lambda-1)} - 1)^2} = N - 1,$$

$$\lim_{\lambda \rightarrow \infty} \frac{(N)q^{(\lambda-1)}}{q^{(\lambda-1)} - 1} + \frac{q^{-(\lambda-1)(T-1)}(q^N - 1)}{(q^{(\lambda-1)} - 1)^2} = N, \text{ 式(36)}$$

为

$$\|\Delta u(t, k+1)\|_\lambda \leq (\rho + \rho_1(N-1))\|\Delta u(t, k)\|_\lambda + \rho_1 N(\beta_{fb} + \beta_d) + \beta_{ud}. \quad (37)$$

取 $\rho + \rho_1(N-1) < 1$, 即 $\left| 1 - \Gamma \alpha \frac{\beta_1}{\varphi N} \right| + 2\Gamma(1 - \alpha) \frac{\beta_1}{\varphi \sqrt{N}} + (N-1) \left(\frac{\Gamma \alpha \beta_1}{N \varphi} + \frac{2\Gamma(1-\alpha)\beta_1}{\sqrt{N} \varphi} \right) < 1$,

根据引理 2 可知

$$\lim_{k \rightarrow \infty} \|\Delta u(t, k)\|_\lambda \leq \frac{\rho_1 N(\beta_{fb} + \beta_d) + \beta_{ud}}{1 - \rho - \rho_1}. \quad (38)$$

因此, 当迭代次数 $k \rightarrow \infty$ 时, $\Delta u(t, k)$ 一致有界, 控制量 $u(t, k)$ 可以一致收敛到以 $\frac{\rho_1 N(\beta_{fb} + \beta_d) + \beta_{ud}}{1 - \rho - \rho_1}$ 为边界的 $u_d(t, k)$ 的一个邻域内.

接下来考虑时间轴上的收敛性.

$$\begin{aligned} \Delta \mathbf{x}(t+1, k) &= \mathbf{A} \Delta \mathbf{x}(t, k) + \mathbf{B} \Delta u(t, k) + \mathbf{B} \Delta u_{fb}(t, k), \\ \mathbf{B} d(t+1, k) - \mathbf{B} d(t, k) &= \mathbf{A} \sum_{i=0}^{t-1} \mathbf{A}^{t-i-1} \mathbf{B} \Delta u(i, k) + \mathbf{B} \Delta u(t, k) + \\ &\mathbf{B} \Delta u_{fb}(t, k) + \mathbf{B} d(t+1, k) - \mathbf{B} d(t, k). \end{aligned} \quad (39)$$

记 $\beta_b = \|\mathbf{B}\|$, 对式 (39) 两端取 λ 范数, 可得

$$\|\Delta \mathbf{x}(t+1, k)\|_\lambda \leq (\beta_a \beta_b + \beta_b) \|\Delta u(t, k)\|_\lambda + \beta_b \beta_{fb} + 2\beta_b \beta_d. \quad (40)$$

将式 (38) 代入 (40) 可得

$$\begin{aligned} \lim_{k \rightarrow \infty} \|\Delta \mathbf{x}(t+1, k)\|_\lambda &\leq (\beta_a \beta_b + \beta_b) \frac{\rho_1 N(\beta_{fb} + \beta_d) + \beta_{ud}}{1 - \rho - \rho_1} + \\ &\beta_b \beta_{fb} + 2\beta_b \beta_d. \end{aligned} \quad (41)$$

因此, 当迭代次数 $k \rightarrow \infty$ 时, $\Delta \mathbf{x}(t, k)$ 在 $t \in [0, T]$ 一致有界, 状态量 $\mathbf{x}(t, k)$ 可以沿时间轴一致收敛到以 $(\beta_a \beta_b + \beta_b) \frac{\rho_1 N(\beta_{fb} + \beta_d) + \beta_{ud}}{1 - \rho - \rho_1} + \beta_b \beta_{fb} + 2\beta_b \beta_d$ 为边界的 $\mathbf{x}_d(t, k)$ 的一个邻域内.

接下来考虑同步误差 $e_s(t, k)$ 的有界性.

$$\begin{aligned} e_s(t, k) &= \frac{1}{\varphi} \mathbf{C} \Delta \mathbf{x}(t, k) = \\ &\frac{1}{\varphi} \mathbf{C} \sum_{i=0}^{t-1} \mathbf{A}^{t-i-1} \mathbf{B} \Delta u(i, k) + \\ &\frac{1}{\varphi} \mathbf{C} \sum_{i=0}^{t-1} \mathbf{A}^{t-i-1} \mathbf{B} \Delta u_{fb}(i, k) + \\ &\frac{1}{\varphi} \mathbf{C} \sum_{i=0}^{t-1} \mathbf{A}^{t-i-1} \mathbf{B} d(i, k). \end{aligned} \quad (42)$$

记 $\beta_c = \|\mathbf{C}\|$, 对式 (42) 两端取 λ 范数, 可得

$$\|e_s(t, k)\|_\lambda \leq \frac{\beta_b \beta_c}{\varphi} \|\Delta u(t, k)\|_\lambda + \frac{\beta_b \beta_c (\beta_{fb} + \beta_d)}{\varphi}. \quad (43)$$

将式 (38) 代入式 (43) 可得

$$\lim_{k \rightarrow \infty} \|e_s(t, k)\|_\lambda \leq \frac{\beta_b \beta_c \rho_1 N(\beta_{fb} + \beta_d) + \beta_{ud}}{\varphi} + \frac{\beta_b \beta_c (\beta_{fb} + \beta_d)}{\varphi}. \quad (44)$$

可知, 当迭代次数 $k \rightarrow \infty$ 时, $e_s(t, k)$ 在 $t \in [0, T]$ 一致有界. 同样, 对于同步性能综合指标 MASD, 有

$$\begin{aligned}
 \text{MASD}(t, k) &= \frac{\alpha}{M} A(t, k) + (1 - \alpha) \text{MSD}(t, k) \leq \\
 &\frac{\alpha C}{\varphi N} \sum_{\tau=t-\frac{N-1}{2}}^{t+\frac{N-1}{2}} \sum_{i=0}^{\tau} A^{\tau-i} B \Delta u(i, k) + \\
 &\frac{2(1-\alpha)C}{\varphi \sqrt{N}} \sum_{\tau=t-\frac{N-1}{2}}^{t+\frac{N-1}{2}} \sum_{i=0}^{\tau} |A^{\tau-i} B \Delta u(i, k)| + \\
 &\frac{\alpha C}{\varphi N} \sum_{\tau=t-\frac{N-1}{2}}^{t+\frac{N-1}{2}} \sum_{i=0}^{\tau} A^{\tau-i} B \Delta u_{fb}(i, k) + \\
 &\frac{2(1-\alpha)C}{\varphi \sqrt{N}} \sum_{\tau=t-\frac{N-1}{2}}^{t+\frac{N-1}{2}} \sum_{i=0}^{\tau} |A^{\tau-i} B \Delta u_{fb}(i, k)| + \\
 &\frac{\alpha C}{\varphi N} \sum_{\tau=t-\frac{N-1}{2}}^{t+\frac{N-1}{2}} \sum_{i=0}^{\tau} A^{\tau-i} B d(i, k) + \\
 &\frac{2(1-\alpha)C}{\varphi \sqrt{N}} \sum_{\tau=t-\frac{N-1}{2}}^{t+\frac{N-1}{2}} \sum_{i=0}^{\tau} |A^{\tau-i} B d(i, k)|. \quad (45)
 \end{aligned}$$

式(45)两端取 λ 范数, 可得

$$\begin{aligned}
 \|\text{MASD}(t, k)\|_{\lambda} &\leq \\
 &\left(\frac{\alpha \beta_c \beta_b}{\varphi N} + \frac{2(1-\alpha) \beta_c \beta_b}{\varphi \sqrt{N}} \right) \cdot \\
 &(\|\Delta u(t, k)\|_{\lambda} + \beta_{fb} + \beta_d). \quad (46)
 \end{aligned}$$

将式(38)代入式(46)可得

$$\begin{aligned}
 \lim_{k \rightarrow \infty} \|\text{MASD}(t, k)\|_{\lambda} &\leq \\
 &\left(\frac{\alpha \beta_c \beta_b}{\varphi N} + \frac{2(1-\alpha) \beta_c \beta_b}{\varphi \sqrt{N}} \right) \cdot \\
 &\left(\frac{\rho_1 N (\beta_{fb} + \beta_d) + \beta_{ud}}{1 - \rho - \rho_1} + \beta_{fb} + \beta_d \right). \quad (47)
 \end{aligned}$$

综上所述, 当迭代次数 $k \rightarrow \infty$ 时, $\text{MASD}(t, k)$ 在 $t \in [0, T]$ 一致有界. \square

注1 本文提出的迭代学习控制算法, 满足假设1~假设3的掩模台系统, 都可以随迭代次数的增加实现对工件台系统的一致跟踪. 如果掩模台系统存在有界推力扰动, 则迭代轨迹能收敛到期望轨迹的邻域内, 且该邻域的大小与扰动的界有关.

注2 在时间 t 有限的约束下, 利用上述在 t, k 趋近于无穷的情况下对迭代学习控制算法进行稳定性分析仍然有效^[21].

3 仿真结果与分析

3.1 仿真参数

为了验证本文 MASD-ILC 算法的有效性, 在工件台和掩模台模型上进行控制仿真, 其传递函数如式(6)所示, 模型参数如表1所示. m', η' 和 ω' 分别为工件台的质量、结构阻尼比和谐振频率; m, η 和

ω 分别为掩模台的质量, 结构阻尼比和谐振频率.

表1 仿真中使用的模型参数

m'/kg	η'	ω'/Hz	m/kg	η	ω/Hz
25	0.013 2	900	12	0.01	1 200

用零阶保持器进行被控对象离散化, 其中采样时间 $T_s = 1 \times 10^{-4}$ s.

工件台系统和掩模台系统的前馈控制器均设计为加速度前馈, 反馈控制器设计为 PI 控制器加超前校正环节, 校正后工件台和掩模台的带宽分别为 301 Hz 和 369 Hz.

工件台的参考轨迹 $r(t)$ 被设计为四阶运动曲线, 其中速度、加速度、Jerk 和 Snap 的最大值分别为 0.6 m/s、20 m/s²、2 000 m/s³、 2×10^5 m/s⁴, 重复运行周期为 0.174 s. 掩模台与工件台之间的同步比例系数 $\varphi = 4$. 参考运动台的实际情况, 60 Hz 附近的扰动是主要扰动分量之一, 用 60 Hz 的周期性正弦信号模拟运动台系统的推力扰动, 其幅值取最大推力的1%. 根据收敛性证明, 收敛条件与推力扰动的频率分布无关, 当扰动频率改变或者存在多种频率成分时, 学习律对降低同步误差和快速迭代仍然有效.

3.2 收敛性验证

为了验证所提方法的优势, 将本文设计的 MASD-ILC 方法与 e-ILC 方法在相同条件下进行仿真对比.

首先分析各参数变化对 ILC 学习律性能的影响, 采用同步误差的 MA、MSD 和 MASD 判断方法的性能.

1) 学习增益 Γ 对学习律收敛性的影响.

在 MASD 权重系数不变的情况下, 验证学习增益 $\Gamma = \{1.0e7, 1.5e7, 2.0e7, 2.5e7, 3.0e7\}$ 的5种情况下的学习律收敛性, 各进行 50 次迭代实验, 仿真结果如图2所示. 可以看出, 学习增益越小, 收敛速度越慢, 学习增益过大会导致控制精度降低. 前4组仿真最终收敛的误差值接近, $\Gamma = 1.5e7$ 和 $\Gamma = 2.0e7$ 均在第4次时满足 $|\text{MASD}| < 5\text{nm}$, 但是 $\Gamma = 2.0e7$ 时收敛误差更低, 为 2.69 nm.

2) MASD 权重系数 α 对学习律收敛性的影响.

在维持学习增益 $\Gamma = 2.0e7$ 的情况下, 验证 MASD 权重系数 $\alpha = \{0.5, 0.6, 0.7, 0.8, 0.9, 1.0\}$ 6种情况下的学习律收敛性, 各进行 50 次迭代实验, 仿真结果如图2所示. MA 相当于低通滤波器, MSD 相当于高通滤波器, 随着系数 α 变大, 对高频扰动的滤除能

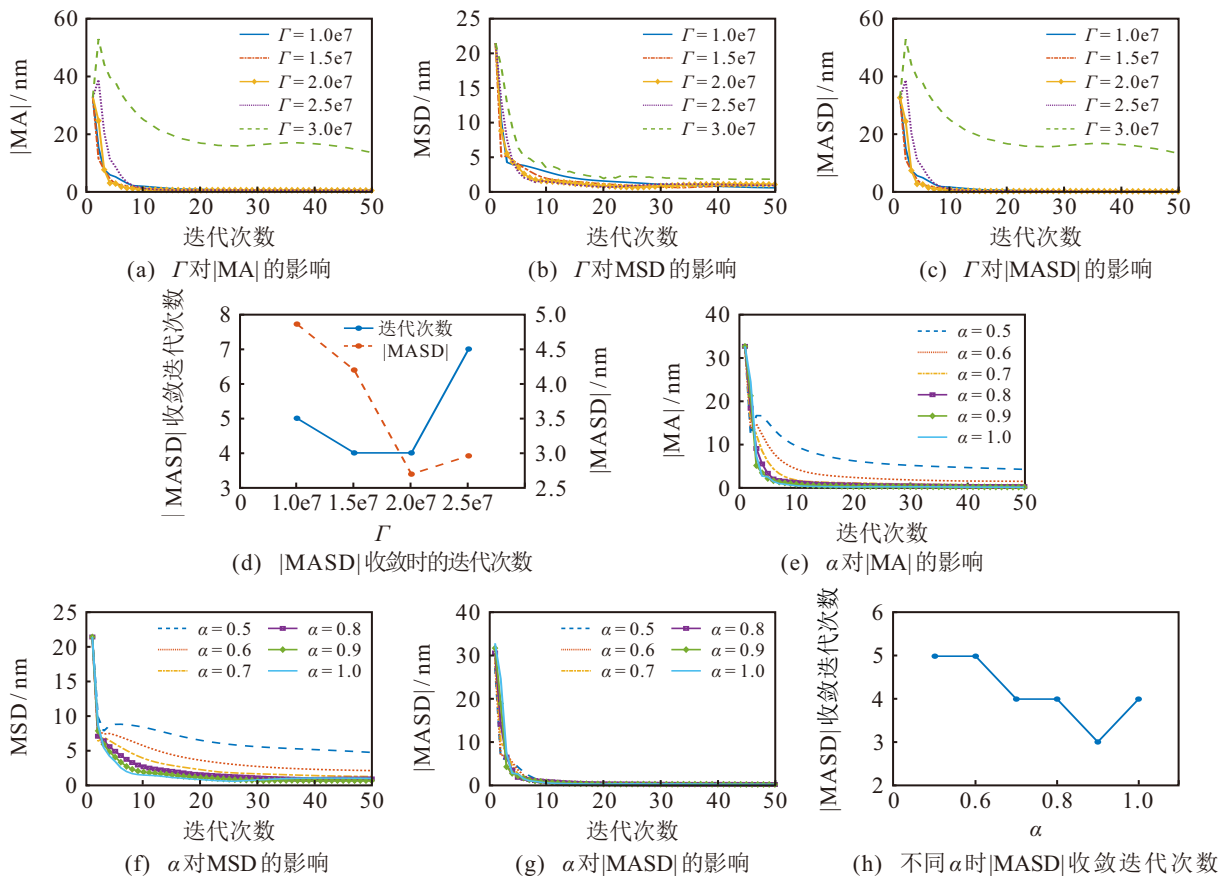


图2 MASD 权重系数 α 对学习律收敛性影响

力增强, 学习律收敛速度加快. $\alpha = 0.9$ 和 $\alpha = 1.0$ 时的最终收敛误差接近, 为 0.10 nm . 但 $\alpha = 0.9$ 时, MASD 收敛速度最快, 在迭代第 3 次即可满足 $|\text{MASD}| < 5 \text{ nm}$.

综合上述分析, MASD-ILC 的学习增益和权重系数分别选择为 $\Gamma = 2.0e7$ 和 $\alpha = 0.9$, 进行了 50 次迭代, 其仿真结果如图 3 所示. 第 5 次迭代时, 同步误差的 MA 和 MSD 分别减小到了 3 nm 和 5 nm , 最终收敛误差如表 2 所示.

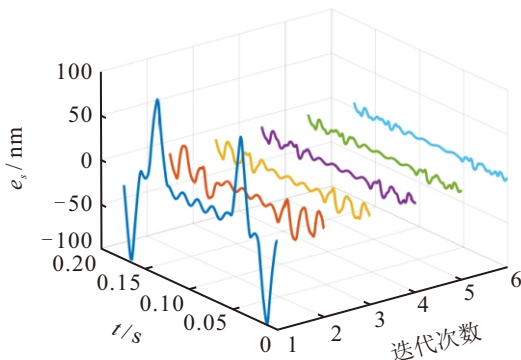


图3 同步误差随迭代次数的变化

表2 不同方法的收敛误差对比

方法	$ \text{MA} /\text{nm}$	MSD/nm	$ \text{MASD} /\text{nm}$	$ e_s /\text{nm}$
MASD-ILC	0.15	0.65	0.10	0.15
e-ILC	0.22	0.84	0.26	0.22

通过仿真对比进一步验证所提方法的有效性和优越性. 在相同条件下, 通过仿真确定 e-ILC 算法的学习增益 $\Gamma_e = 2.0e6$, 进行 50 次迭代, 与本文提出的 MASD-ILC 算法对比如图 4 所示. 图 4 展示了扫描阶段的各同步性能指标最大值, 其中两条虚线代表无推力扰动的理想情况.

从图 4 可以看出, 存在推力扰动时, e-ILC 的收敛速度显著变慢, 在迭代 40 次之后同步误差才收敛到与无推力扰动时接近. 但所提出的 MASD-ILC 方法抗干扰能力较强, 在迭代 5 次之内同步误差已经收敛到与无推力扰动时相同, 推力扰动不会影响其同步误差的收敛速度和精度. 经过 5 次迭代后, 使用 MASD-ILC 方法, 扫描阶段的最大同步误差 MA 从 32.68 nm 减小到 2.14 nm , MSD 从 21.49 nm 减小到 4.09 nm , MASD 从 31.56 nm 减小到 2.06 nm . 而使用 e-ILC 时, 经过 5 次迭代后最大同步误差 MA 仅减小到 21.36 nm , MSD 减小到 13.04 nm , MASD 减小到 20.52 nm , 所提出的 MASD-ILC 在提高收敛速度方面具有较好的效果. 经过 50 次迭代后, 使用 MASD-ILC 的收敛误差更小, e-ILC 的 MASD 减小到 0.26 nm , MASD-ILC 的 MASD 减小到 0.10 nm , 如表 2 所示.

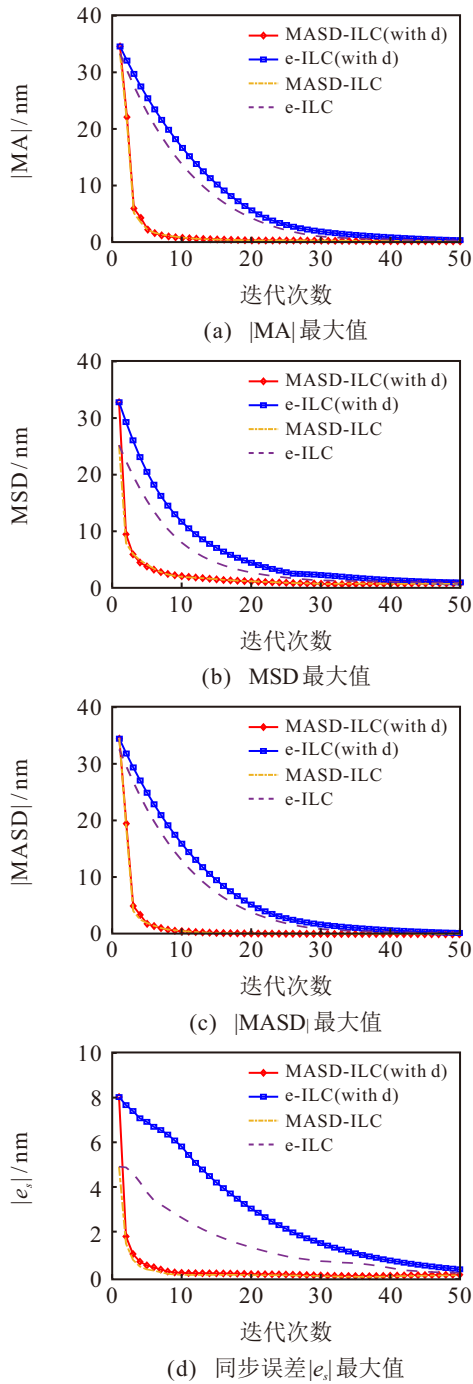


图4 不同方法的收敛性对比

3.3 鲁棒性验证

为了验证本文控制器的鲁棒性, 将被控对象的各项参数增加 1% 的摄动, 进行迭代仿真, 包括以下几组对比: 1) 基于 MASD-ILC 方法的仿真: ① 标称模型, ② $m + \Delta m$, ③ $\eta + \Delta\eta$, ④ $\omega + \Delta\omega$. 2) 基于 e-ILC 方法的仿真: ⑤ 标称模型, ⑥ $m + \Delta m$, ⑦ $\eta + \Delta\eta$, ⑧ $\omega + \Delta\omega$.

图 5 中虚线是参数摄动情况下的同步误差性能, η 和 ω 变化时, 对同步性能的影响很小. 当质量参数摄动时, 前几次迭代中同步误差较大, 但 MASD-ILC 依然能够控制同步误差随着迭代过程收敛与标

称模型接近. 如表 3 所示, MASD-ILC 能有效抑制扰动, 且具有良好的鲁棒性.

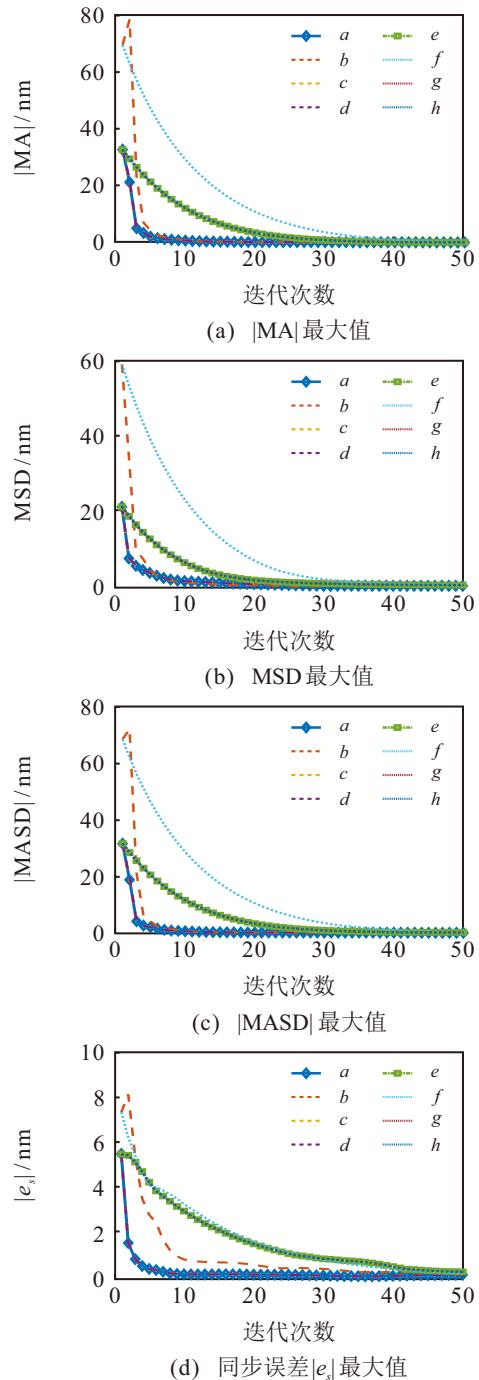


图5 模型不确定时不同方法的收敛性对比

表3 模型不确定时不同方法的收敛误差对比

方法	MA / nm	MSD / nm	MASD / nm	e _s / nm
MASD-ILC(Δm)	0.16	0.85	0.11	0.27
e-ILC(Δm)	0.36	0.86	0.40	0.28

4 结 论

本文针对光刻机超精密运动台同步控制问题, 提出了一种基于同步性能综合指标的迭代学习方法, 利用同步误差的 MA 和 MSD 加权构造综合同步性能指标 MASD, 根据 MASD 的结果对比调整权

重系数,提高同步精度.证明了学习律沿时间轴和迭代轴的收敛性,并给出了学习律收敛的充分条件.仿真分析了参数选择对学习律性能的影响,验证了所提出方法的有效性.与 e-ILC 对比,本文所提方法收敛速度更快、同步误差更小、抗扰动能力更强,且在模型不确定的情况下仍能保证收敛性和同步性.经过迭代学习,MA 绝对值从 32.68 nm 减小到 0.15 nm,MSD 从 21.49 nm 减小到 0.65 nm,MASD 绝对值从 31.56 nm 减小到 0.10 nm;存在推力扰动和模型不确定时,收敛误差和收敛速度不受影响,满足工件台和掩模台的同步性能要求.本文所提方法对光刻机的工件台和掩模台同步控制具有较大的工程应用价值,能有效减小同步误差,提高硅片曝光质量,从而提高光刻机的套刻精度 (Overlay) 和关键尺寸均匀性 (CDU).

参考文献 (References)

- [1] Heertjes M F, Butler H, Dirx N J, et al. Control of wafer scanners: Methods and developments[C]. 2020 American Control Conference. Denver, 2020: 3686-3703.
- [2] Butler H. Position control in lithographic equipment [applications of control][J]. *IEEE Control Systems*, 2011, 31(5): 28-47.
- [3] Liu Y, Li L, Chen S W, et al. Ultra-precision motion stage control technology for IC lithography[J]. *Laser and Optoelectronics Progress*, 2022, 59(9): 233-253.
- [4] Song F Z, Liu Y, Shen D, et al. Learning control for motion coordination in wafer scanners: Toward gain adaptation[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2022, 69(12): 13428-13438.
- [5] Liu W K, Ding R Z, Yang X F, et al. A parallel inverse-model-based iterative learning control method for a master-slave wafer scanner[C]. IECON 2020 The 46th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Singapore, 2020: 41-46.
- [6] Evers E, van de Wal M, Oomen T. Beyond decentralized wafer/reticle stage control design: A double-Youla approach for enhancing synchronized motion[J]. *Control Engineering Practice*, 2019, 83: 21-32.
- [7] Heertjes M F, Temizer B, Schneiders M. Self-tuning in master-slave synchronization of high-precision stage systems[J]. *Control Engineering Practice*, 2013, 21(12): 1706-1715.
- [8] Looijen V A, Heertjes M F. Robust synchronization of motion in wafer scanners using particle swarm optimization[C]. 2018 IEEE Conference on Control Technology and Applications. Copenhagen, 2018: 1102-1107.
- [9] Blanken L, Boeren F, Bruijnen D, et al. Batch-to-batch rational feedforward control: From iterative learning to identification approaches, with application to a wafer stage[J]. *ASME Transactions on Mechatronics*, 2017, 22(2): 826-837.
- [10] Dudek G. Data-driven randomized learning of feedforward neural networks[C]. 2020 International Joint Conference on Neural Networks. Glasgow, 2020: 1-8.
- [11] Tayebi A. On ILC design for MIMO-LTI systems[C]. 2006 American Control Conference. Minneapolis, 2006: 6.
- [12] Heertjes M, Temizer B. Data-based control tuning in master-slave systems[C]. 2012 American Control Conference. Montreal, 2012: 2461-2466.
- [13] Mishra S, Yeh W, Tomizuka M. Iterative learning control design for synchronization of wafer and reticle stages[C]. 2008 American Control Conference. Seattle, 2008: 3908-3913.
- [14] Tao H F, Li J, Yang H Z. Point-to-point iterative learning control and optimization for uncertain systems with constrained input[J]. *Control and Decision*, 2021, 36(6): 1435-1441.
- [15] Bolder J, Kleinendorst S, Oomen T. Data-driven multivariable ILC: Enhanced performance by eliminating L and Q filters[J]. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 2018, 28(12): 3728-3751.
- [16] Liu Y, Li L, Yang X F, et al. Enhanced Kalman-filtering iterative learning control with application to a wafer scanner[J]. *Information Sciences*, 2020, 541: 152-165.
- [17] Mishra S, Tomizuka M. Projection-based iterative learning control for wafer scanner systems[J]. *ASME Transactions on Mechatronics*, 2009, 14(3): 388-393.
- [18] Lin C Y, Sun L T, Tomizuka M. Robust principal component analysis for iterative learning control of precision motion systems with non-repetitive disturbances[C]. 2015 American Control Conference. Chicago, 2015: 2819-2824.
- [19] Ding Y Q, Li X D. An adaptive ILC method for non-parameterized nonlinear continuous systems to track iteration-dependent trajectory[C]. 2021 IEEE 10th Data Driven Control and Learning Systems Conference (DDCLS). Suzhou, 2021: 1001-1006.
- [20] Jiang X M. Iterative learning control method and its application in scanning lithography system[D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2014: 52-56.
- [21] Chen J Y, Sun M X. Iterative learning control of error-constrained strict-feedback systems[J]. *Control Theory and Technology*, 2020, 37(6): 1358-1366.
- [22] Wang L, Yang H Z, Tao H F. Dynamic iterative learning control for linear repetitive processes over finite frequency ranges[J]. *Control and Decision*, 2021, 36(3): 599-608.

作者简介

周昕 (1997-), 女, 博士生, 主要研究方向为超精密运动控制, E-mail: zhouxin@ime.ac.cn;

齐月静 (1977-), 女, 研究员, 博士, 博士生导师, 主要研究方向为精密测量技术, E-mail: qiyuejing@ime.ac.cn;

武志鹏 (1981-), 男, 副研究员, 博士, 主要研究方向为精密测量、运动控制, E-mail: wuzhipeng@ime.ac.cn;

齐威 (1983-), 男, 高级工程师, 硕士, 主要研究方向为运动控制、精密机械设计, E-mail: qiwei@ime.ac.cn;

李爱琳 (1998-), 女, 博士, 主要研究方向为超精密运动控制, E-mail: liailin@ime.ac.cn.