

融合迭代学习与干扰观测器的压电微动平台精密运动控制

冯朝, 凌杰, 明敏, 肖晓晖

(武汉大学动力与机械学院, 湖北 武汉 430072)

摘要: 针对运动系统中常见的重复参考轨迹, 尽管迭代学习控制 (iterative learning control, ILC) 可以通过迭代有效消除重复误差, 但其对于非重复性干扰十分敏感。为实现在非重复干扰环境下压电微动平台的精密运动, 提出了融合 ILC 与干扰观测器 (disturbance observer, DOB) 的控制策略。为避免复杂的迟滞建模, 将迟滞非线性视为迭代过程中的重复性输入干扰。为保证控制策略的稳定性, 推导其收敛条件并分析对非重复性干扰的抑制作用从而降低收敛误差。最后在压电微动平台进行了对比实验, 结果表明: 所提控制策略可以在无迟滞模型的前提下有效补偿迟滞非线性。针对理想环境下的 5 Hz、10 Hz、20 Hz 三角波跟踪, 其跟踪误差的均方根在行程的 0.4% 以内; 而在非重复干扰环境下, 跟踪误差的均方根为 10.24 nm, 与内置的控制器、单独的反馈控制器、ILC 相比, 分别降低了 98.73%、98.67% 与 88.24%。而且在干扰环境下, 所提控制策略加快了 ILC 的收敛速度。实验结果充分验证了所提控制策略的有效性, 实现了压电微动平台的精密运动。

关键词: 压电微动平台; 迭代学习控制; 干扰观测器; 精密运动控制

中图分类号: TP27

文献标识码: A

文章编号: 1002-0446(2018)-02-0000-10

Precision Motion Control for a Piezoelectric Micro-positioning Stage via Integrating Iterative Learning and Disturbance Observer

FENG Zhao, LING Jie, MING Min, XIAO Xiaohui

(School of Power and Mechanical Engineering, Wuhan University, Wuhan 430072, China)

Abstract: For the commonly used repetitive trajectory in motion systems, the iterative learning control (ILC) method is still quite sensitive to non-repetitive disturbance, although it can eliminate repetitive errors effectively via iterations. In order to achieve precision motion with non-repetitive disturbance for piezoelectric micro-positioning stages, a control strategy integrating ILC with disturbance observer (DOB) is proposed. Firstly, the hysteresis nonlinearity is treated as repetitive input disturbance during the iterative process to avoid complex hysteresis modeling. Then, to ensure the stability of the proposed strategy, the convergence condition is deduced and the suppression of non-repetitive disturbance is analyzed to minimize convergence error. Finally, comparative experiments are performed on a piezoelectric micro-positioning stage. Results show that the proposed strategy can compensate hysteresis nonlinearity effectively without hysteresis modeling. The root-mean-square values of tracking errors are within 0.4% of the stroke for tracking of 5 Hz, 10 Hz and 20 Hz triangular waves under ideal environment. While for the environment with non-repetitive disturbance, the proposed strategy can achieve root-mean-square value of tracking error at 10.24 nm, that is reduced by 98.73%, 98.67% and 88.24% respectively compared with the built-in controller, the stand-alone feedback controller and ILC. Besides, the proposed control strategy can accelerate the convergence speed of ILC. Experimental results validate the effectiveness of the proposed strategy sufficiently, and the precision motion of the piezoelectric micro-positioning stage can be realized.

Keywords: piezoelectric micro-positioning stage; iterative learning control; disturbance observer; precision motion control

1 引言 (Introduction)

随着纳米技术与科学的快速发展, 科学研究领域已经从宏观尺度拓宽到微尺度范围, 微操作机器人成为探索微观世界的重要工具^[1-2]。为实现其高

精度的定位与运动, 压电微动平台成为微操作系统中不可缺少的一部分^[3]。压电微动平台通常由响应速度快、刚度大、位移分辨率高的压电陶瓷驱动器驱动, 由柔性铰链机构实现无摩擦、无间隙的位移与力传递, 并被广泛应用于扫描隧道显微镜、超精

密加工以及微操作系统^[4-5]。然而，压电陶瓷固有的迟滞非线性以及柔性机构在运动过程引起的振动误差严重影响了其运动精度^[3]。实现压电微动平台的精密运动是其应用过程中亟需解决的问题。

为了补偿微动平台中的迟滞非线性，设计具有逆迟滞模型的前馈控制器是最常用的方法，比如使用 Preisach 模型^[6]、Prandtl-Ishlinskii 模型^[7]、Bouc-Wen 模型^[8]等描述压电微动平台的迟滞非线性并求其逆解。为提高建模精度，这些方法需要辨识的模型参数较多，且求解困难。为了避免复杂的迟滞建模，可将迟滞非线性视为输入干扰并通过反馈控制器抑制其引起的误差，但是其效果依赖于反馈控制参数的设计^[9]。

对含有高频成分的参考轨迹引起的振动误差，尽管谐振控制器、积分谐振控制器等阻尼控制^[10]可以在一定程度上缓解这个问题，但是单独的反馈控制器的性能仍受限于“水床效应”，且带来的相位滞后严重降低了跟踪精度。因此，针对在微操作系统中重复性的操作^[11]或者扫描隧道显微镜中对样品的重复扫描^[12-13]等精密运动系统中常见的重复性轨迹，迭代学习控制（ILC）是一种理想的前馈控制策略。ILC 利用先前的误差计算产生新的控制信号从而使误差随着迭代次数的增加收敛到稳定状态^[14-15]。

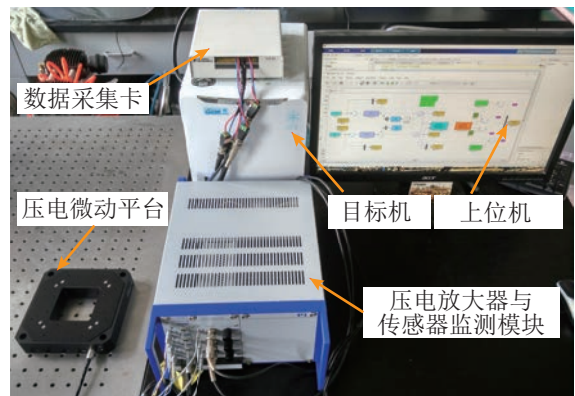
然而，ILC 在提高重复参考轨迹跟踪精度上依旧存在问题，特别是在存在外界干扰的情况下。对于重复出现的干扰，ILC 可以有效补偿其引起的误差。为使 ILC 达到理想的控制效果，参考轨迹以及干扰必须相同且重复。在实际的压电微动平台运动过程中，外界的扰动不可避免，比如温度湿度对压电陶瓷的影响、外界环境的扰动等等。而对于其中的非重复性干扰，由于迭代间扰动的变化会进入下次迭代的控制量的计算中，ILC 的控制量将无法补偿该干扰引起的误差，从而导致跟踪精度降低，甚至系统发散。因此，为了降低非重复干扰对运动精度的影响，应减小进入 ILC 算法中的非重复误差。Helfrich^[16]通过分析误差的信噪比，在不同工况下设计 ILC 中 Q 滤波器的带宽以减小非重复误差的影响。Merry^[17]通过对相邻迭代间的误差进行离散小波变换来分离重复误差与非重复误差，但是其需要过多的实验次数，且实施复杂。Lin^[18]提出了鲁棒主成分分析的方法设计 Q 滤波器以消除非重复误差对 ILC 的影响，但是随着采样率的提高以及参考轨迹长度的增大，该方法会带来大量复杂的矩阵运算。

为实现高精度的重复轨迹跟踪，本文提出了融合 ILC 与干扰观测器（DOB）的控制策略。为了避免压电微动平台中复杂的迟滞建模、简化控制器设计，将迟滞视为重复输入干扰，只需考虑其线性动态模型，并通过 ILC 的迭代消除迟滞非线性与参考轨迹引起的重复性误差，提高系统跟踪精度。此外，不同于上述文献中通过设计 Q 滤波器来避免非重复干扰的影响，本文通过 DOB 直接抑制非重复误差，使整个系统的误差仅包含参考轨迹引起的重复误差，从而在使 ILC 快速收敛的同时降低收敛误差，并且整个设计过程都在频域内进行，减少了大量复杂的信号处理与矩阵运算。

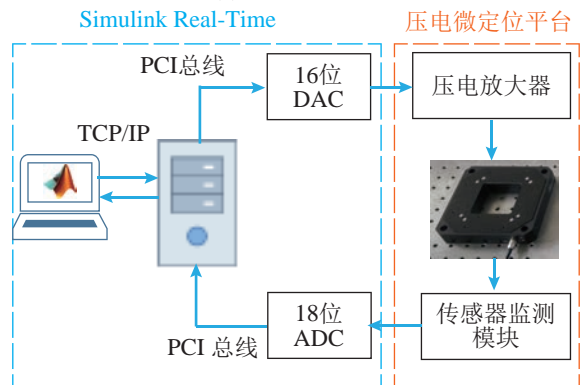
2 实验平台建立与系统辨识 (Experimental setup and system identification)

2.1 实验平台介绍

采用 3 轴压电微动平台（P-561.3CD, Physik Instrumente）中的 x 方向进行实验，如图 1 所示。该平台 x 方向的行程为 100 μm，并通过数据采集卡（PCI 6289, National Instrument）中的 16 位数模转换器（digital to analog converter, DAC）产生 0 ~ 10V 的控制电压，通过压电放大器（E-503.00,



(a) 实验系统实物



(b) 实验系统框图

图 1 实验系统

Fig.1 Experimental system

Physik Instrumente) 产生 0 ~ 100 V 的激励电压驱动压电陶瓷驱动器. 微动平台产生的位移由高精度的电容传感器测量, 并通过电容传感器监测模块 (E-509.C3A, Physik Instrumente) 经由数据采集卡中 18 位模数转换器 (analog to digital converter, ADC) 采集到上位机中. 整个控制系统是在 Simulink Real-Time 环境中搭建的, 且控制算法通过上位机的 Matlab/Simulink 实现, 经过编译后在目标机上实时运行.

2.2 系统辨识

压电微动平台的模型如图 2(a) 中所示, 其中 $v(t)$ 为压电放大器的输出电压, $H[v](t)$ 为与输入电压有关的迟滞模型, $w(t)$ 为无法测量的迟滞输出. 系统输出 $y(t)$ 经由线性连续传递函数 $P(s)$ 得到. 为了避免 $H[v](t)$ 中过多的参数辨识, 迟滞非线性可简化为低频的外部干扰 $d_h(t)$ ^[19], 因此等价的系统模型可由图 2(b) 所描述.

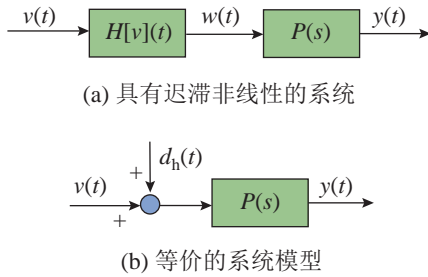


图 2 压电微动平台的模型简化

Fig.2 Simplification of the piezoelectric micro-positioning stage model

为了辨识出系统的线性动态特性, 采用从 0.1 Hz 到 500 Hz 的扫频信号激励压电微动平台并设置整个系统的采样率为 5 kHz. 为了尽可能降低迟滞非线性对模型辨识的影响, 该扫频信号的输出幅值设置为 0.1 μm . 利用采集到的信号与 Matlab 系统辨识工具箱中的函数 *tfest*, 可得到连续传递函数 $P(s)$. 为了便于本文控制算法的设计, 采用零阶保持器 (zero-order holder, ZOH) 将其离散化, 可得到该系统的标称线性离散传递函数 $P_n(z)$ 为

$$P_n(z) = \frac{0.011z^4 - 0.048z^3 + 0.083z^2 - 0.064z + 0.0019}{z^5 - 4.63z^4 + 8.69z^3 - 8.23z^2 + 3.94z - 0.76} \quad (1)$$

式 (1) 中 z 为 Z 变换算子, 可以看出该平台是一个非最小相位系统. 图 3 所示为式 (1) 辨识得到的频率响应与实际测量的频率响应, 由图可知, 该系统的谐振频率为 210 Hz, 并且在 0 ~ 353 Hz 的频率区域内, 式 (1) 可以准确描述该压电微动平台的动态特性.

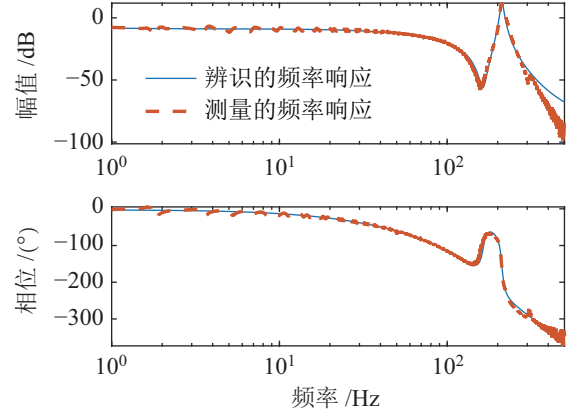


图 3 压电微动平台的频率响应

Fig.3 Frequency responses of the piezoelectric micro-positioning stage

3 精密运动控制器的设计 (Design of the precision motion controller)

3.1 迭代学习控制

ILC 主要应用在参考轨迹或者干扰是重复出现的情况下, 基于记忆采样迭代方法产生相应的控制器信号使误差收敛, 达到精密跟踪的目的. ILC 的控制框架如图 4 所示, 其中 $r(k)$ 为重复的参考轨迹, k 为信号的序列点, $y_{i+1}(k)$ 为第 $i+1$ 次迭代的系统输出, 下标 i 代表迭代次数, $u_{fb,i+1}(k)$ 与 $u_{ff,i+1}(k)$ 分别为反馈控制器 $C_{fb}(z)$ 与前馈控制器 ILC 的控制量, $u_{i+1}(k)$ 为前馈与反馈控制量的总和, $d_{i+1}(k)$ 为输入干扰, 其中包括迟滞非线性以及非重复性干扰. 从图中可以得到系统第 i 次输出 $y_i(k)$ 为

$$y_i(k) = T(z)r(k) + J(z)(u_{ff,i}(k) + d_i(k)) \quad (2)$$

其中 $T(z)$ 、 $J(z)$ 分别为补灵敏度函数与过程灵敏度函数, 分别可表示为

$$T(z) = \frac{P(z)C_{fb}(z)}{1 + P(z)C_{fb}(z)} \quad (3)$$

$$J(z) = \frac{P(z)}{1 + P(z)C_{fb}(z)} \quad (4)$$

且输出误差为

$$e_i(k) = r(k) - y_i(k) \quad (5)$$

根据 ILC 的控制律, $u_{ff,i+1}(k)$ 可以由式 (6) 计算得到:

$$u_{ff,i+1}(k) = Q_{ILC}(z)(u_{ff,i}(k) + L(z)e_i(k)) \quad (6)$$

其中, $Q_{ILC}(z)$ 为低通滤波器, 用以降低高频噪声对 ILC 控制量的影响; $L(z)$ 为学习函数, 通常为过程

灵敏度函数 $J(z)$ 的逆模型。将式 (2) 与式 (5) 代入式 (6) 中, 可以得到

$$\begin{aligned} u_{ff,i+1}(k) &= Q_{ILC}u_{ff,i}(k) + Q_{ILC}L(r(k) - y_i(k)) \\ &= Q_{ILC}(1 - LJ)u_{ff,i}(k) + \\ &\quad Q_{ILC}L[(1 - T)r(k) - Jd_i(k)] \end{aligned} \quad (7)$$

在不引起混淆的情况下, z 在下文中省略。因此, 为保证控制量的收敛, 必须满足条件:

$$\|Q_{ILC}(1 - LJ)\|_{\infty} < 1 \quad (8)$$

其中 $\|\cdot\|_{\infty}$ 表示传递函数的无穷范数。

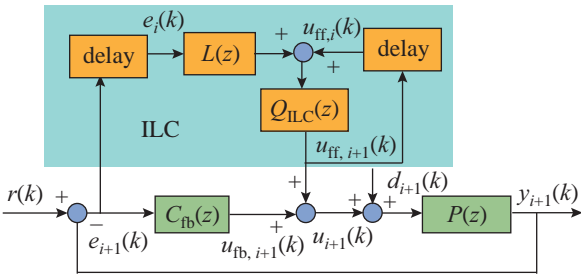


图4 ILC 的控制框架

Fig.4 Control framework of ILC

由此可见, Q_{ILC} 的设计对于 ILC 至关重要。如果 Q_{ILC} 的截止频率过高, 尽管可以加快收敛速度, 却将导致系统噪声进入到 ILC 的算法中, 无法满足式 (8), 造成系统发散; 如果设计较低的截止频率, 收敛误差将减小, 但是迭代次数将会增加, 且限制了可跟踪参考轨迹的带宽。在控制器实施过程中, 应不断调整滤波器的带宽以达到理想的性能。

当迭代次数 i 趋近于无穷大时, 其收敛的控制量可由式 (7) 计算得到:

$$u_{ff}^*(k) = \frac{Q_{ILC}L[(1 - T)r(k) - Jd_i(k)]}{1 - Q_{ILC}(1 - LJ)} \quad (9)$$

则在 $i+1$ 次迭代中, 其跟踪误差为

$$e_{i+1}(k) = r(k) - y_{i+1}(k) \quad (10)$$

考虑 $d_{i+1}(k)$ 中包含的非重复性干扰, 结合式 (2)、(9) 与 (10), 则最终的收敛误差为

$$\begin{aligned} e_{i+1}(k) &= (1 - T)r(k) - Ju_{ff}^*(k) - Jd_{i+1}(k) \\ &= (1 - T)r(k) - \\ &\quad \frac{Q_{ILC}L[(1 - T)r(k) - Jd_i(k)]}{1 - Q_{ILC}(1 - LJ)}u_{ff}^*(k) - Jd_{i+1}(k) \\ &= \frac{(1 - T)(1 - Q_{ILC})}{1 - Q_{ILC}(1 - LJ)}r(k) + \\ &\quad J\left[\frac{Q_{ILC}LJ}{1 - Q_{ILC}(1 - LJ)}d_i(k) - d_{i+1}(k)\right] \end{aligned} \quad (11)$$

从式 (11) 得知, 当 $Q_{ILC} = 1$, 即误差量都进入 ILC 算法中时, 其收敛误差为 $J(d_i(k) - d_{i+1}(k))$ 。当该干扰为重复误差时, 收敛误差为 0; 当 $d_i(k) \neq d_{i+1}(k)$, 即干扰为非重复干扰时, 将极大破坏 ILC 的控制效果。在压电微动平台的运行过程中, 外界的扰动、负载的变化等等都会带来相应的非重复干扰, 从而降低轨迹跟踪精度。针对系统中存在的迟滞非线性, 由于参考信号的重复输入, 其引起的迟滞非线性也是随着迭代重复性出现的。因此, 通过 ILC 可以有效消除迟滞误差, 从而避免了迟滞建模过程中复杂的参数辨识与求解。

3.2 干扰观测器

在存在外部干扰与模型不确定性的情况下, DOB 是一种简单有效的频域设计方法。通过与系统形成内环, 估计干扰并反馈到控制信号中以实现对于干扰的抑制^[20-21]。为了提高跟踪效果, DOB 通常嵌入到反馈环中, 其控制框架如图 5 所示。由于 DOB 的性能与迭代次数无关, 下标 i 在图中省略。其中, $d_{est}(k)$ 表示估计的外部干扰, m 代表延迟的采样点, $P_n^{-1}(z)$ 为标称系统 $P_n(z)$ 的逆模型, $Q_{DOB}(z)$ 通常为低通滤波器以保证系统的稳定性。

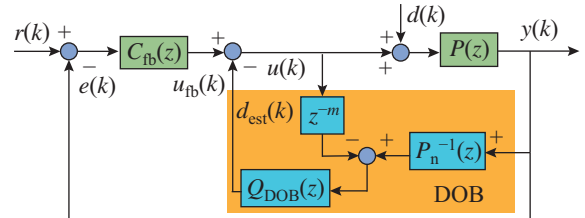


图5 带有外环反馈的 DOB 控制框架

Fig.5 Control framework of DOB with outer feedback loop

根据图 5, 在不考虑反馈环的情况下, 从 $u_{fb}(k)$ 到 $y(k)$ 的传递函数可以表示为

$$P_{DOB,y,ufb} = \frac{PP_n}{P_n + Q_{DOB}(P - z^{-m}P_n)} \quad (12)$$

在 $Q_{DOB}(z)$ 的带宽范围内, DOB 可以使实际的系统 $P(z)$ 更加接近于标称模型 $P_n(z)$, 从而减小了模型辨识的不准确对于控制器性能的影响。在考虑反馈环的情况下, 从 $d(k)$ 到 $y(k)$ 的传递函数可以表示为

$$G_{DOB,y,d} = \frac{P(1 - Q_{DOB})}{1 + PC_{fb} + Q_{DOB}(PP_n^{-1} - z^{-m})} \quad (13)$$

为了使外部干扰完全消除, $Q_{DOB}(z)$ 应该为 1。然而, 在实际应用中, 由于模型的不确定性以及高频噪声的影响, $Q_{DOB}(z)$ 的带宽不可能为无限大, 因此, $Q_{DOB}(z)$ 通常为低通滤波器, 且对于低频干扰

有良好的抑制效果. DOB 的跟踪性能可由式 (14) 得到:

$$S_{\text{DOB}} = \frac{1 + Q_{\text{DOB}}(PP_n^{-1} - z^{-m})}{1 + PC_{\text{fb}} + Q_{\text{DOB}}(PP_n^{-1} - z^{-m})} \quad (14)$$

假设 $P_n(z)$ 对实际系统 $P(z)$ 的描述足够准确, 那么可以得到 $PP_n^{-1} - z^{-m} \approx 0$, 因此, 式 (14) 可以简化为

$$S_{\text{DOB}} \approx \frac{1}{1 + PC_{\text{fb}}} \approx S_{\text{fb}} \quad (15)$$

其中 $S_{\text{fb}}(z)$ 为系统的灵敏度函数. 式 (15) 表明, 对于图 5 中的控制框架, 尽管可以抑制外部干扰, 但是并不能有效补偿参考轨迹引起的误差.

本文与针对最小相位系统的 DOB 设计方法不同, 根据式 (1), 该压电微动平台是一个非最小相位系统. 由于在求解模型逆的过程中, 非最小相位零点会导致逆解的非因果性, 因此为保证 DOB 的实时运行, $P_n^{-1}(z)$ 中包含了由最小相位零点与式 (1) 的相对阶引起的相位滞后. 为维持信号的一致性, DOB 中的 z^{-m} 项必不可少.

3.2.1 融合 ILC 与 DOB 的控制器设计与分析

为了实现压电微动平台的高精度跟踪, 降低非重复性干扰对 ILC 性能的影响, 提出了如图 6 所示的控制框架. 通过在控制系统嵌入 DOB 使进入 ILC 算法中的误差仅包含重复性误差, 从而加快 ILC 的收敛速度、降低稳态误差.

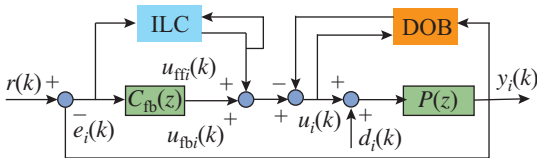


图 6 融合 ILC 与 DOB 的控制框架

Fig.6 Control framework integrating ILC with DOB

在控制器的设计过程中, 都要求解传递函数的逆模型, 比如在 ILC 中学习函数 $L(z)$ 为 $J(z)$ 的逆模型, DOB 中 $P_n^{-1}(z)$ 为标称系统 $P_n(z)$ 的逆模型. 然而, 由于该平台为非最小相位系统, 直接求逆传递函数会导致其含有不稳定极点, 引起系统失稳. 本文采用零相位跟踪控制器 (zero-phase-error tracking controller, ZPETC) 求解非最小相位系统的近似逆^[22-23]. 以求解 $P_n^{-1}(z)$ 为例, $P_n(z)$ 可等价

$$P_n(z) = \frac{B_s(z)B_u(z)}{A_s(z)} \quad (16)$$

其中 $B_s(z)$ 、 $B_u(z)$ 分别包含稳定与不稳定零点, $A_s(z)$ 包含其所有的稳定极点. 将 $B_u(z)$ 表示为具

有 n 个非最小相位零点的 n 阶多项式, 即

$$B_u(z) = b_{un}z^n + b_{u(n-1)}z^{n-1} + \dots + b_{u0} \quad (17)$$

根据 ZPETC, 式 (16) 的近似逆解可以表示为

$$P_n^{-1}(z) = \frac{A_s(z)B_u^f(z)z^{-(n+d)}}{B_s(z)(B_u(z)|_{z=1})^2} \quad (18)$$

其中 d 为 $P_n(z)$ 的相对阶, $z^{-(n+d)}$ 项使得 $P_n^{-1}(z)$ 成为因果系统, $B_u^f(z)$ 为 n 阶多项式, 可通过颠倒式 (17) 中的多项式系数求得, 即

$$B_u^f(z) = b_{u0}z^n + b_{u1}z^{n-1} + \dots + b_{un} \quad (19)$$

因此, DOB 中的延迟项 m 为

$$m = d + n \quad (20)$$

同理可求得 ILC 中的学习函数 $L(z)$.

由图 6 可以得到从 $r(k)$ 到 $y_i(k)$ 、从 $u_{\text{ff},i}(k)$ 到 $y_i(k)$ 、 $d_i(k)$ 到 $y_i(k)$ 的传递函数, 并分别表示为

$$T_p = \frac{PC_{\text{fb}}}{1 + PC_{\text{fb}} + Q_{\text{DOB}}(PP_n^{-1} - z^{-m})} \quad (21)$$

$$J_p = \frac{P}{1 + PC_{\text{fb}} + Q_{\text{DOB}}(PP_n^{-1} - z^{-m})} \quad (22)$$

$$D_p = \frac{P(1 - Q_{\text{DOB}})}{1 + PC_{\text{fb}} + Q_{\text{DOB}}(PP_n^{-1} - z^{-m})} \quad (23)$$

结合式 (21) ~ (23) 可得到系统第 i 次输出 $y_i(k)$ 为

$$y_i(k) = T_p r(k) + J_p u_{\text{ff},i}(k) + D_p d_i(k) \quad (24)$$

由式 (24) 可以看出, 在 $Q_{\text{DOB}}(z)$ 的带宽范围内, 由模型辨识不确定性带来的偏差可以忽略不计, 即

$$PP_n^{-1} \approx z^{-m} \quad (25)$$

此时, $T_p(z) \approx T(z)$ 、 $J_p(z) \approx J(z)$, 且 $D_p(z) \approx 0$. 因此, 非重复误差 $d_i(k)$ 对系统的影响可以忽略不计, 且 ILC 仍可保持较好的跟踪性能.

结合式 (5)、(24) 与 ILC 的控制律, 可以得到第 $i+1$ 次的控制量为

$$\begin{aligned} u_{\text{ff},i+1}(k) &= Q_{\text{ILC}} u_{\text{ff}}(k)_i + Q_{\text{ILC}} L(r(k) - y_i(k)) \\ &= Q_{\text{ILC}} (1 - L J_p) u_{\text{ff},i}(k) + \\ &\quad Q_{\text{ILC}} L[(1 - T_p)r(k) - D_p d_i(k)] \end{aligned} \quad (26)$$

因此, 本文提出的控制策略的收敛条件为

$$\|Q_{\text{ILC}}(1 - L J_p)\|_{\infty} < 1 \quad (27)$$

当 $J_p(z) \approx J(z)$, 收敛条件与式 (8) 相同. 因此与 ILC 的设计方法类似, Q_{ILC} 带宽的选择极为重要, 在保持带宽尽可能大的同时需满足收敛条件. 当 i 趋近于无穷大时, 其控制量为

$$u_{\text{ff}}^*(k) = \frac{Q_{\text{ILC}} L[(1 - T_p)r(k) - D_p d_i(k)]}{1 - Q_{\text{ILC}}(1 - L J_p)} \quad (28)$$

为考察本文提出的控制策略对非重复性干扰的抑制作用, 结合式(5)与式(28), 可计算得到第 $i+1$ 次的收敛误差为

$$\begin{aligned} e_{i+1}(k) &= (1 - T_p)r(k) - J_p u_{\text{ffp}}^*(k) - D_p d_{i+1}(k) \\ &= (1 - T_p)r(k) - \frac{Q_{\text{ILC}}L[(1 - T_p)r(k) - D_p d_i(k)]}{1 - Q_{\text{ILC}}(1 - LJ_p)} u_{\text{ffp}}^*(k) - J d_{i+1}(k) \\ &= \frac{(1 - T_p)(1 - Q_{\text{ILC}})}{1 - Q_{\text{ILC}}(1 - LJ_p)} r(k) + D_p \left[\frac{Q_{\text{ILC}}LJ_p}{1 - Q_{\text{ILC}}(1 - LJ_p)} d_i(k) - d_{i+1}(k) \right] \end{aligned} \quad (29)$$

考虑其中的非重复干扰项, 并与式(11)进行对比, 可以得到

$$G_d = J \left[\frac{Q_{\text{ILC}}LJ}{1 - Q_{\text{ILC}}(1 - LJ)} d_i(k) - d_{i+1}(k) \right] \quad (30)$$

$$G_{d,p} = D_p \left[\frac{Q_{\text{ILC}}LJ_p}{1 - Q_{\text{ILC}}(1 - LJ_p)} d_i(k) - d_{i+1}(k) \right] \quad (32)$$

$$G_{d,p} \approx (1 - Q_{\text{DOB}})G_d \quad (33)$$

由于 $Q_{\text{DOB}}(z)$ 为低通滤波器, 在其带宽范围内 $G_{d,p}(z) \approx 0$, 因此消除了非重复性干扰对于收敛误差的影响. 此外, 通过选择合适的低通 $Q_{\text{ILC}}(z)$ 使系统稳定, 收敛误差可近似为

$$e_{i+1}(k) \approx 0 \quad (34)$$

因此, 本文所提出的控制策略可以消除非重复误差对于 ILC 性能的影响, 达到高精度的轨迹跟踪. 从以上的设计方法中也可以看出, $Q_{\text{ILC}}(z)$ 与 $Q_{\text{DOB}}(z)$ 的截止频率在保证系统稳定性的前提下应尽可能地增大, 以提高轨迹的跟踪带宽与干扰抑制的频段.

4 实验与分析 (Experiments and analysis)

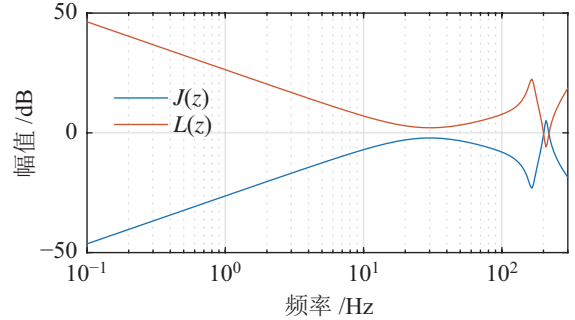
4.1 控制器参数的确定与分析

为了提高系统的稳定裕度, 设计了陷波滤波器以抑制压电微动平台的振动. 同时为减小稳态误差, 串联了一个高增益的积分控制器^[24]. 通过 ZOH 的方法将传递函数离散化, 反馈控制器 $C_{\text{fb}}(z)$ 可以表示为

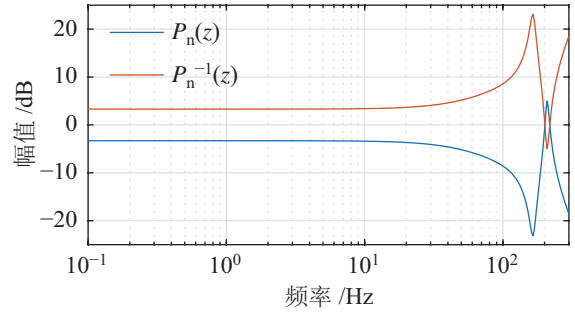
$$C_{\text{fb}}(z) = \frac{0.0284z^3 + 0.0261z^2 - 0.0265z + 0.0281}{z^3 - 2.778z^2 + 2.704z - 0.9259} \quad (35)$$

图7所示为采用 ZPETC 设计的 ILC 中学习函数与 DOB 中标称系统逆模型的幅频响应. 从图中可以看出, 对于辨识准确的标称模型, 图7可以准确地描述相应的逆模型, 然而, 在实际的辨识过程

中, 往往存在不确定性, 比如高频段辨识的误差以及在运动过程中负载的变化都会引起 $L(z)$ 和 $P_n^{-1}(z)$ 的扰动, 从而导致控制量的发散, 系统失稳. 因此, 所提控制策略中 $Q_{\text{ILC}}(z)$ 与 $Q_{\text{DOB}}(z)$ 的带宽选择对于系统稳定性极为重要. 本文采用巴特沃斯低通滤波器分别设计 $Q_{\text{ILC}}(z)$ 与 $Q_{\text{DOB}}(z)$, 根据收敛条件式(8), 选择其截止频率分别为 155 Hz 与 180 Hz, 并通过 Matlab 中的 *butter* 函数设计实现.



(a) 过程灵敏度函数 $J(z)$ 与学习函数 $L(z)$



(b) 标称传递函数 $P_n(z)$ 与学习函数 $P_n^{-1}(z)$

图7 学习函数与标称系统逆模型的幅频响应
Fig.7 Amplitude-frequency responses for the learning function and the inverse model of the nominal plant

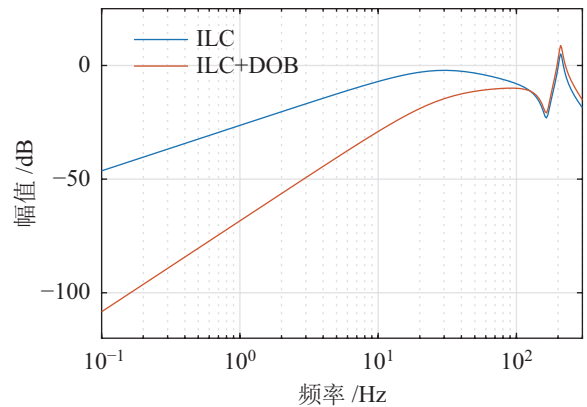


图8 ILC 与本文所提出控制策略中干扰项的幅频响应
Fig.8 Amplitude-frequency responses of the disturbance term for ILC and the proposed control scheme

图8所示为 ILC 与本文所提出控制策略中收敛误差中干扰项的幅频响应对比. 从图中可以看到,

所提出的控制策略在 100 Hz 以内的频率段的幅频曲线落在只有 ILC 的下方, 表明其具有较好的外部干扰抑制能力. 对于压电微动平台中常见的低频干扰 (以 1 Hz 为例), 所提出的控制策略可使干扰衰减 -70 dB, 而没有干扰观测器的 ILC 为 -27 dB, 所提出的方法充分消除了非重复误差对于 ILC 收敛误差的影响, 从而实现压电微动平台的高精度跟踪.

4.2 实验结果

为验证所提控制策略的有效性, 分别在压电微动平台上进行了迟滞补偿与轨迹跟踪实验, 并对比了以下 4 种控制策略:

- (1) PID: 该平台中内置的比例-积分-微分 (PID) 闭环反馈控制.
- (2) FB: 带有陷波滤波器与积分控制器的反馈 (feedback, FB) 控制 [21].
- (3) ILC: 如图 4 所示的 ILC 控制策略 [11-12].
- (4) ILC+DOB: 本文所提出的控制策略.

此外, 为了评价不同控制方法的性能, 针对跟踪误差, 分别定义如下指标:

$$e_{rmax} = \frac{\max e(k)}{\max r(k) - \min r(k)} \times 100\%$$

$$e_{rms} = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^N e(k)^2}{N}} \quad (36)$$

$$e_{max} = \max e(k)$$

其中 e_{rmax} 为相对最大误差, e_{rms} 为误差的均方根, e_{max} 为误差的最大值, N 为信号序列长度.

4.2.1 迟滞补偿

本文将迟滞非线性视为外部干扰, 并且迟滞现象在低频运动下十分明显. 如图 9 所示, 当输入参考轨迹为幅值为 $5 \mu\text{m}$ 、频率为 0.5 Hz 的三角波时, 开环最大误差为 $0.511 \mu\text{m}$, 其 e_{rmax} 为 10.21%, 表明在无控制器的情况下, 即使压电微动平台做低频运动, 仍会由迟滞非线性带来较大的跟踪误差. 当实施内置的 PID 控制器与反馈控制器 FB 时, 其 e_{rmax} 分别为 1.73% 和 1.38%, 表明单独的反馈控制一定程度上抑制了部分干扰. 而对于 ILC 与 ILC+DOB, 其 e_{rmax} 分别降低到了 0.39% 和 0.25%, 极大提高了低频跟踪精度. 由于参考信号的重复的输入, ILC 将迟滞引起的误差作为重复性干扰, 从而通过迭代使其收敛至最小. ILC+DOB 中由于嵌入的 DOB 抑制了部分非重复误差, 所以其性能略优于单独的 ILC. 以上结果表明所提出的控制策略可以在避免迟滞建模的前提下有效补偿迟滞非线性

性, 提高了压电微动平台的低频跟踪性能.

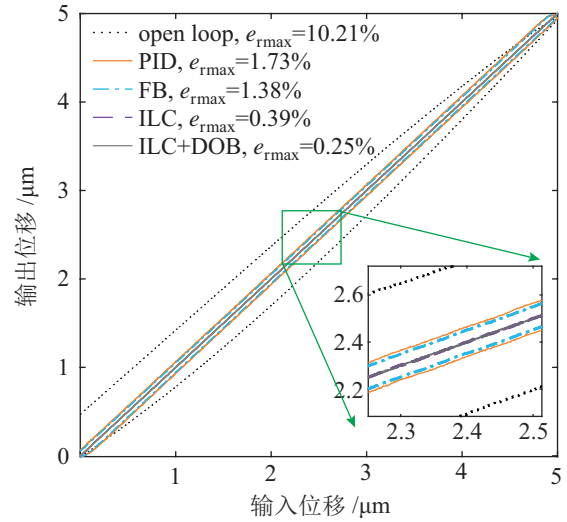


图 9 不同控制策略下的迟滞曲线

Fig.9 Hysteresis curves obtained with different control schemes

4.2.2 轨迹跟踪

随着运动速度的提高, 压电微动平台带来的振动将极大地降低跟踪性能. 为了对比不同控制策略在不同输入频率下的跟踪性能, 在实验室理想环境下 (没有外界干扰) 进行了输入参考轨迹幅值为 $5 \mu\text{m}$ 、频率分别为 5 Hz、10 Hz、20 Hz 三角波的对比如图 10 所示为 e_{rms} 与 e_{max} 随迭代次数变化的曲线, 表 1 列出了当迭代收敛时的性能指标.

表 1 理想环境下收敛误差的实验数据统计

Tab.1 Experimental data statistics of convergence errors in the ideal environment

参考信号	控制器	e_{rms} /nm	e_{max} /nm
5 Hz	PID	560.139	719.965
	FB	450.775	581.751
	ILC	3.794	42.866
	ILC+DOB	3.611	36.411
10 Hz	PID	911.586	1354.959
	FB	776.617	1223.619
	ILC	7.567	73.911
	ILC+DOB	6.604	64.285
20 Hz	PID	1372.385	2520.160
	FB	1313.453	2110.402
	ILC	20.823	145.553
	ILC+DOB	18.587	132.346

从表 1 与图 10 中可以看出该平台内置的 PID 控制在各个频率下的跟踪效果最差, 特别是在 10 Hz 与 20 Hz 的高频跟踪下, 其 e_{rms} 分别达到了

911.586 nm 与 1373.385 nm, 超过了行程的 18%. 而所提出的 ILC+DOB 即使在 20 Hz 的频率下, 其 e_{rms} 仅为 18.587 nm, 在行程的 0.4% 以内, 充分表明了所提控制策略相对于内置控制器的优越性.

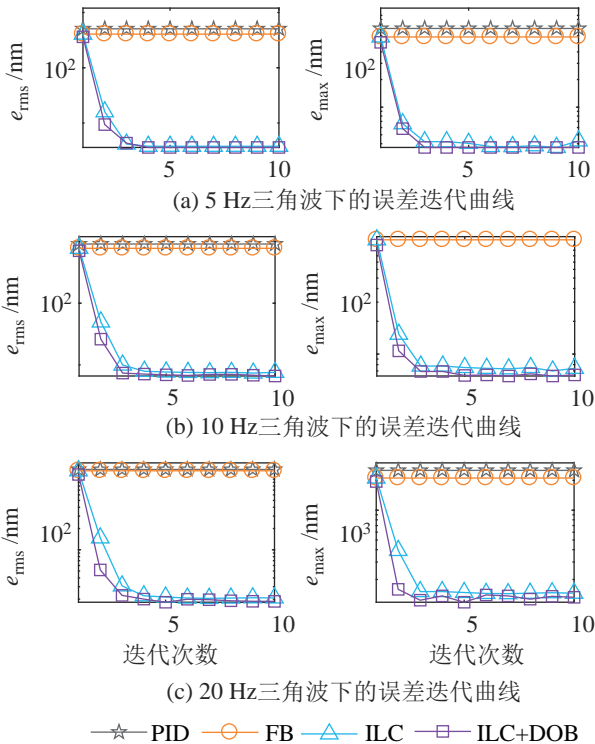


图 10 理想环境下不同控制策略的 e_{rms} 与 e_{max} 曲线

Fig.10 Curves of e_{rms} and e_{max} obtained with different control schemes in the ideal environment

以 10 Hz 三角波跟踪为例进一步对比不同控制器的效果, 从表 1 可以得到 PID 与反馈控制 FB 的跟踪效果较差, 但由于 FB 中的陷波滤波器提高了跟踪带宽, 其 e_{rms} 与 e_{max} 低于 PID, 分别为 776.617 nm、1223.619 nm. FB 的跟踪误差主要来源于其带来的相位滞后, 且随着输入频率的提高, 输出幅值衰减, 相位进一步滞后, 降低了跟踪精度. 而对于 ILC 与 ILC+DOB, 其收敛误差非常接近, e_{rms} 分别为 7.567 nm 与 6.604 nm, 表明在理想环境、无外部干扰的条件下, 可达到相同的收敛误差. 尽管如此, ILC+DOB 的控制策略, 仍然加快了其收敛速度. 在图 10 的第 2 次迭代中, ILC 的 e_{rms} 为 49.702 nm, 而 ILC+DOB 的 e_{rms} 为 26.163 nm, 表明在有 DOB 的情况下可以衰减不必要的误差 (比如噪声等) 对 ILC 性能的影响, 从而加快误差的收敛速度. 以上结果表明, 在理想环境下, ILC+DOB 可以实现高速高精度的轨迹跟踪, 并且具有较快的收敛速度.

4.2.3 干扰抑制

为评价所提出控制策略在受外界非重复性干扰情况下的性能, 在实验室环境下向压电微动平台注入干扰信号以模拟实际应用过程中的环境 (温度、湿度的变化, 外界环境的扰动, 人员走动等情况). 针对幅值 5 μm 、频率 10 Hz 的三角波参考轨迹, 在每次迭代时输入幅值为 0.5 μm 、频率在 1 Hz、2 Hz、5 Hz、10 Hz 间的随机选择正弦波, 以保证每次迭代之间的干扰信号非重复出现.

图 11 所示为干扰环境下不同控制策略下的 e_{rms} 与 e_{max} 的迭代曲线, 从中可以得到内置控制器 PID 与反馈控制器 FB 的效果较差, 跟踪误差在干扰变化情况下波动较小. 对比 ILC 与 ILC+DOB, 尽管 ILC 在非重复干扰情况下仍可保持稳定, 但其跟踪误差随着干扰的变化而波动, 而 ILC+DOB 可以降低非重复干扰对于 ILC 算法的影响, 其迭代曲线相对平滑, 达到了良好的跟踪效果. 与此同时, 从图 11 中可明显观察到, DOB 加快 ILC 收敛速度的作用在受干扰的情况下更加明显.

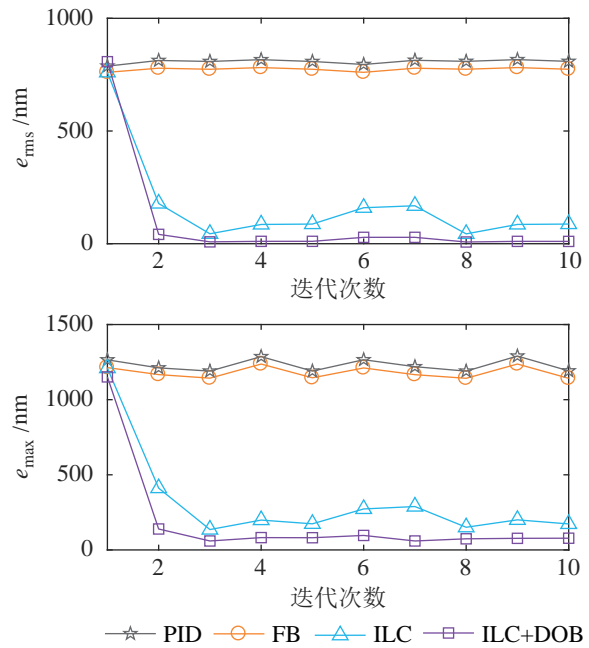


图 11 干扰环境下不同控制策略的 e_{rms} 与 e_{max} 曲线

Fig.11 Curves of e_{rms} and e_{max} obtained with different control schemes under disturbances

表 2 列出了干扰环境下第 10 次迭代误差的 e_{rms} 与 e_{max} , 图 12 为其实验跟踪结果. 由此计算得到, ILC+DOB 相对于 ILC, e_{rms} 降低了 88.24% (从 87.161 nm 到 10.248 nm), e_{max} 降低了 54.88% (从 173.013 nm 到 78.060 nm). 从图 12 中也可以明显观察到, 采用 ILC 时误差中含有明显的由外部干扰引起的正弦误差, 表明单独的 ILC 无法消除非重复干

扰对跟踪精度的影响. 对比表1与表2可以得到, 即使存在大量的非重复误差, 仍可通过DOB+ILC控制器进行有效的抑制, 结果接近理想环境下的跟踪性能. 以上结果充分表明, 所提出的控制策略可满足干扰环境下的精密运动要求.

表2 干扰环境下第10次迭代误差的实验数据统计

Tab.2 Experimental data statistics of errors at the 10th iteration under disturbances

控制器	e_{rms} / nm	e_{max} / nm
PID	808.983	1191.763
FB	773.932	1142.915
ILC	87.161	173.013
ILC+DOB	10.248	78.060

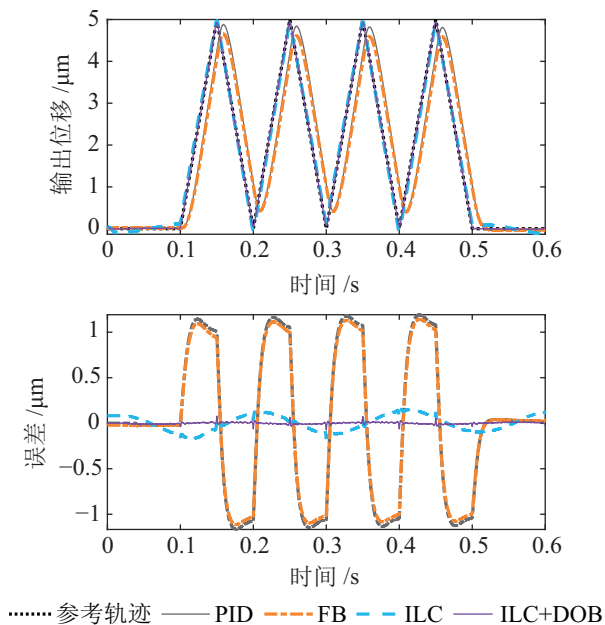


图12 干扰环境下第10次迭代的跟踪结果与跟踪误差
Fig.12 Tracking results and errors at the 10th iteration under disturbances

5 结论 (Conclusion)

针对微操作机器人中对压电微动平台高精度运动的控制需求, 提出了融合ILC与DOB的控制策略; 考虑本文采用的重复参考轨迹, 从理论上分析了该控制方法对重复误差以及非重复干扰的抑制能力, 它能够有效提高跟踪性能. 此外, 对比实验结果验证了该控制策略的有效性, 实现了精密运动控制.

(1) 在无复杂迟滞模型的前提下, 该方法有效地降低了静态迟滞引起的重复性误差, 其相对最大误差仅为0.25%, 实现了高精度的低频运动.

(2) 针对理想环境下不同频率的三角波跟踪, 尽管单独的ILC与所提出方法收敛性能相同, 但是

后者由于衰减了部分不必要的误差, 因而具有较快的收敛速度.

(3) 在非重复干扰环境下, 融合ILC与DOB控制策略的跟踪误差曲线光滑, 波动较小且均方根误差达到了最低的10.248 nm, 充分验证了其具有良好的干扰抑制能力.

本文在研究过程中只考虑了单输入单输出系统, 后续工作将针对压电微动平台中多自由度间的耦合问题进行研究, 探讨在多输入多输出系统中该方法的参数设计与稳定性分析.

参考文献 (References)

- [1] 李杨民, 汤晖, 徐青松, 等. 面向生物医学应用的微操作机器人技术发展态势[J]. 机械工程学报, 2011, 47(23): 1-13.
Li Y M, Tang H, Xu Q S, et al. Development status of micro-manipulator technology for biomedical applications[J]. Journal of Mechanism Engineering, 2011, 47(23): 1-13.
- [2] 张勤, 杜启亮, 吴志斌. 面向显微操作的混合驱动式小型机器人的开发与应用[J]. 机器人, 2012, 34(6): 737-744.
Zhang Q, Du Q L, Wu Z B. Development and application of a hybrid-drive miniature-robot for micromanipulation[J]. Robot, 2012, 34(6): 737-744.
- [3] Gu G Y, Zhu L M, Su C Y, et al. Modeling and control of piezo-actuated nanopositioning stages: A survey[J]. IEEE Transactions on Automation Science and Engineering, 2016, 13(1): 313-332.
- [4] 崔玉国, 阮超, 马剑强, 等. 2-DOF 并联柔性结构微动平台的新构型及尺寸优化[J]. 机器人, 2016, 38(3): 352-359.
Cui Y G, Ruan C, Ma J Q, et al. New configuration and size optimization of a 2-DOF parallel micro-positioning stage with flexible structure[J]. Robot, 2016, 38(3): 352-359.
- [5] Yong Y K, Moheimani S O R, Kenton B J, et al. Invited review article: High-speed flexure-guided nanopositioning: Mechanical design and control issues[J]. Review of Scientific Instruments, 2012, 83(12): no.121101.
- [6] Macki J W, Nistri P, Zecca P, et al. Mathematical models for hysteresis[J]. SIAM Review, 1993, 35(1): 94-123.
- [7] Gu G Y, Zhu L M, Su C Y. Modeling and compensation of asymmetric hysteresis nonlinearity for piezoceramic actuators with a modified Prandtl-Ishlinskii model[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(3): 1583-1595.
- [8] Ismail M, Ikhrouane F, Rodellar J, et al. The hysteresis Bounce-Wen model, a survey[J]. Archives of Computational Methods in Engineering, 2009, 16(2): 161-188.
- [9] Zhang Y, Xu Q. Adaptive sliding mode control with parameter estimation and Kalman filter for precision motion control of a piezo-driven microgripper[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2017, 25(2): 728-735.
- [10] Eielsen A A, Vagia M, Gravidahl J T, et al. Damping and tracking control schemes for nanopositioning[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2014, 19(2): 432-444.

- [11] Findeisen R, Grover M A, Wagner C, et al. Control on a molecular scale: A perspective[C]//American Control Conference. Piscataway, USA: IEEE, 2016: 3069-3082.
- [12] Wu Y, Zou Q, Su C. A current cycle feedback iterative learning control approach for AFM imaging[J]. IEEE Transactions on Nanotechnology, 2009, 8(4): 515-527.
- [13] Kim K S, Zou Q. A modeling-free inversion-based iterative feedforward control for precision output tracking of linear time-invariant systems[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2013, 18(6): 1767-1777.
- [14] Bristow D A, Tharayil M, Alleyne A G. A survey of iterative learning control[J]. IEEE Control Systems Magazine, 2006, 26(3): 96-114.
- [15] Wang Y, Gao F, Doyle F J. Survey on iterative learning control, repetitive control, and run-to-run control[J]. Journal of Process Control, 2009, 19(10): 1589-1600.
- [16] Helfrich B E, Lee C, Bristow D A, et al. Combined H_∞ -feedback control and iterative learning control design with application to nanopositioning systems[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2010, 18(2): 336-351.
- [17] Merry R, van de Molengraft R, Steinbuch M. Iterative learning control with wavelet filtering[J]. International Journal of Robust and Nonlinear Control, 2008, 18(10): 1052-1071.
- [18] Lin C Y, Sun L, Tomizuka M. Robust principal component analysis for iterative learning control of precision motion systems with non-repetitive disturbances[C]//American Control Conference. Piscataway, USA: IEEE, 2015: 2819-2824.
- [19] Li C X, Gu G Y, Yang M J, et al. High-speed tracking of a nanopositioning stage using modified repetitive control[J]. IEEE Transactions on Automation Science and Engineering, 2017, 14(3): 1467-1477.
- [20] Chen W H, Yang J, Guo L, et al. Disturbance-observer-based control and related methods – An overview[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(2): 1083-1095.
- [21] Sariyildiz E, Ohnishi K. Stability and robustness of disturbance-observer-based motion control systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(1): 414-422.
- [22] Tomizuka M. Zero phase error tracking algorithm for digital control[J]. Journal of Dynamic Systems Measurement and Control, 1987, 109(1): 65-68.
- [23] Butterworth J A, Pao L Y, Abramovitch D Y. Analysis and comparison of three discrete-time feedforward model-inverse control techniques for nonminimum-phase systems[J]. Mechatronics, 2012, 22(5): 577-587.
- [24] Leang K K, Devasia S. Feedback-linearized inverse feedforward for creep, hysteresis, and vibration compensation in AFM piezoactuators[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2007, 15(5): 927-935.

作者简介:

冯朝 (1992-), 男, 博士生. 研究领域: 精密运动控制, 迭代学习控制.

凌杰 (1990-), 男, 博士生. 研究领域: 迭代学习控制, 多轴轮廓跟踪控制.

明敏 (1994-), 女, 博士生. 研究领域: 压电陶瓷迟滞建模与控制.