多轴运动系统非线性轮廓重复跟踪的主从交叉耦合迭代学习控制

凌 杰[1] 明 敏[1] 冯 朝[1] 肖晓晖[1]

摘 要 针对多轴运动系统非线性轮廓的重复跟踪, 传统时域交叉耦合迭代学习控制器 (Cross-coupled iterative learning control, CCILC) 的设计, 各轴间的耦合算子计算精度要求高, 计算效率低. 本文提出一种主从交叉耦合迭代学习控制方法. 基于主从控制设计方法, 主动轴采用时域 CCILC, 从动轴采用位置域交叉耦合迭代学习控制 (Position domain CCILC, PDCCILC). 保证各轴间运动同步性, 同时减轻对耦合算子精确性的依赖. 因而可以引入轮廓误差矢量法估算耦合算子提高计算效率. 采用 Lifting 的系统时域矩阵展开方法对所提出的算法进行了稳定性分析和性能分析. 基于一个两轴毫米级运动平台, 三种典型非线性轮廓跟踪 (即半圆、抛物线和螺旋线) 的数值仿真和实验分析验证了所提出算法的有效性.

关键词 主从控制, 位置域, 迭代学习控制, 非线性轮廓跟踪, 多轴运动系统

引用格式 凌杰, 明敏, 冯朝, 肖晓晖. 多轴运动系统非线性轮廓重复跟踪的主从交叉耦合迭代学习控制. 自动化学报, 2017, **43**(12): 2127−2140

DOI 10.16383/j.aas.2017.c160725

A Master-slave Cross-coupled Iterative Learning Control for Repetitive Tracking of Nonlinear Contours in Multi-axis Precision Motion Systems

LING Jie[1] MING Min[1] FENG Zhao[1] XIAO Xiao-Hui[1]

Abstract In traditional time domain cross-coupled iterative learning control (CCILC) design, the requirements of high calculation accuracy of coupling gains between axes and low computational efficiency restrict its application to nonlinear contour tracking in repetitive tasks. This paper presents a master-slave cross-coupled iterative learning control. Based on the master-slave control design concept, the master motion axis applies time domain CCILC, while the slave motion axis adopts position domain CCILC (PDCCILC). The proposed PDCCILC control can improve synchronization between axes as well as relieve the dependence on accuracy of coupling gains, therefore, the efficient contour error vector method can be adopted to estimate the coupling gains. both stability and performance analyses are conducted using the lifted system representation method. Simulation and experimental results of the three typical nonlinear contour tracking cases (i.e., semi-circle, parabola and spiral) with a two-axis micro-motion stage have demonstrated superiority and efficacy of the proposed controller.

Key words Mater-slave control, position domain, iterative learning control, nonlinear contour tracking, multi-axis motion systems

Citation Ling Jie, Ming Min, Feng Zhao, Xiao Xiao-Hui. A master-slave cross-coupled iterative learning control for repetitive tracking of nonlinear contours in multi-axis precision motion systems. *Acta Automatica Sinica*, 2017, **43**(12): 2127−2140

随着现代工业的快速发展, 针对高精度制造系统的研究越来越多. 多轴系统的运动精度取决于单轴和轮廓误差. 轮廓误差定义为实际位置和参考轨迹最近点之间的距离[1].

对于多轴运动系统, 传统的控制策略是独立的单轴控制, 例如 PID 控制[2]、回路成形控制器[3]、滑模控制[4]、迭代学习控制[5−6] 和重复控制[7] 等. 但是, 单轴的跟踪性能并不能保证多轴系统中轮廓误差的控制性能, 因为相关运动轴之间的运动同步性较差时, 轮廓跟踪精度会降低[8]. 为了实现多轴系统高精度的轮廓跟踪性能, 轮廓误差指标比单轴误差指标更为重要. 文献 [9] 提出的交叉耦合控制 (Cross coupled control, CCC), 利用耦合增益算子计算得到轮廓误差, 作为 PID 控制的输入, 而输出的控制信号再通过耦合算子分配到各轴, 通过交叉耦合保证各轴同步性, 减小轮廓误差. 文献 [10−12] 结合 CCC 和 ILC (Iterative learning control), 设计了一

收稿日期 2016-10-18 录用日期 2016-12-27
Manuscript received October 18, 2016; accepted December 27, 2016
国家自然科学基金 (51375349) 资助
Supported by National Natural Science Foundation of China (51375349)
本文责任编委 侯忠生
Recommended by Associate Editor HOU Zhong-Sheng
1. 武汉大学动力与机械学院 武汉 430000
1. School of Power and Mechanical Engineering, Wuhan University, Wuhan 430000

种交叉耦合迭代学习控制 (Cross-coupled iterative learning control, CCILC), 以提高重复过程中单轴和轮廓跟踪的性能. 但是, 在 CCILC 的设计中, 相关运动轴之间的同步和整体轮廓跟踪性能严重依赖于所计算的耦合算子.

非线性轮廓 (例如圆、抛物线和螺旋线等) 在 3D 打印机[13]、纳米光刻[14]、纳米精度的扫描仪[15]和微操作[16] 等领域应用广泛, 其耦合算子具有时变性. 在针对此类轮廓设计交叉耦合控制器时, 难以快速精确地计算出耦合算子, 从而限制了 CCC 和 CCILC 等控制算法的应用. 文献 [17−18] 针对非线性轮廓跟踪, 提出了可变增益的 CCC, 用圆形轮廓来逼近任意轮廓, 但此方法计算量仍比较大. 为了提高对任意轮廓耦合算子的计算效率, 文献 [19] 开发了一种基于轮廓误差向量修正的可变增益 CCC. 此方法计算高效, 且可直接推广到多轴运动系统. 但是, 这种方法是对耦合算子的估计, 而非准确计算, 降低了 CCC 和 CCILC 等耦合控制器的跟踪性能.

不同于上述的时域 (Time domain, TD) 控制器, 文献 [8, 20−21] 针对多自由度机器人系统的轮廓跟踪, 提出了一种位置域控制 (Position domain control, PDC) 方法. 位置域轮廓控制将多轴运动系统视为一个主从协同运动系统来保证同步和提高轮廓跟踪性能. PDC 避免了 CCC 中计算耦合增益的问题, 且能够有效地进行轮廓跟踪, 但是 PDC 是一种反馈控制, 对于重复性任务, 位置域反馈 PID 无法达到理想性能.

为提高多轴运动系统对非线性轮廓的重复跟踪精度, 本文将文献 [19] 提出的轮廓误差向量估计法融入到 CCILC 设计中, 同时, 为了保证在耦合算子计算不精确情况下的跟踪性能, 本文基于主从思想, 主动轴采用时域交叉耦合迭代学习控制, 从动轴采用位置域交叉耦合迭代学习控制. 本文提出的主从交叉耦合迭代学习控制器结合了 CCILC 和位置域设计方法的优点, 既保证了各运动轴之间的同步性, 减小了轮廓跟踪误差, 又引入了轮廓误差向量估计法, 减少了计算量, 适用于非线性轮廓的跟踪.

1 主从交叉耦合迭代学习控制

1.1 轮廓误差

交叉耦合控制 (CCC) 是通过选择合适的耦合算子, 协调各轴间的运动, 以减少轮廓误差. CCC 的耦合增益用来计算轮廓误差, 并决定分配到各个轴的控制信号, 因此确定其数值十分关键. 在二维平面的轮廓跟踪, 轮廓误差 ε 可由式 (1) 计算.

$$\varepsilon = -C_x e_x + C_y e_y \tag{1}$$

式中, C_x 和 C_y 为耦合算子, e_x 和 e_y 分别为 x 轴和 y 轴的跟踪误差.

文献 [19] 针对非圆轮廓, 提出一种基于轮廓误差向量估算法的 CCC. 在一个二维运动系统中, 实际位置 P 和参考位置 R 的几何关系如图 1 所示. 估计的轮廓误差矢量 $\overrightarrow{\hat{\varepsilon}}$ 定义为从实际位置到参考位置处切线上最近点的向量, 推导过程如下:

$$\overrightarrow{t} = \begin{bmatrix} t_x \\ t_y \end{bmatrix} \tag{2}$$

$$\overrightarrow{n} = \begin{bmatrix} n_x \\ n_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\dfrac{t_y}{\sqrt{t_x^2+t_y^2}} \\ \dfrac{t_x}{\sqrt{t_x^2+t_y^2}} \end{bmatrix} \tag{3}$$

$$\overrightarrow{\hat{\varepsilon}} = \hat{\varepsilon} \times \vec{n} = \langle \vec{e}, \vec{n} \rangle \times \vec{n} \tag{4}$$

式中, $\langle \cdot, \cdot \rangle$ 表示内积. 此方法对非线性轮廓的耦合算子计算效率高, 本文采用这种方法估算主从交叉耦合迭代学习控制器中的轮廓误差耦合算子.

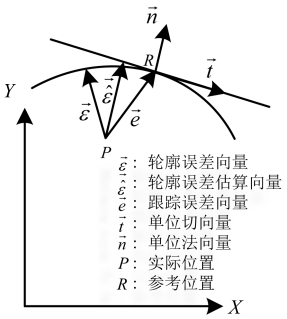


图 1 双轴运动系统的几何关系[19]

Fig. 1 Geometrical relations of biaxial motion systems[19]

1.2 交叉耦合迭代学习控制 (CCILC)

结合交叉耦合和迭代学习控制的 CCILC 的算法框架如图 2. 文献 [12] 结合 xy 轴的 ILC 和 CCILC 的控制律为

$$\begin{bmatrix} u_x \\ u_y \end{bmatrix}_{j+1} = Q\left(\begin{bmatrix} u_x \\ u_y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_x & 0 & -C_x L_\varepsilon \\ 0 & L_y & C_y L_\varepsilon \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_x \\ e_y \\ \varepsilon \end{bmatrix} \right) \tag{5}$$

式中, u, Q, L, e, C 分别为控制输入、滤波器、学习函数、单轴跟踪误差和耦合算子, j 为迭代序数. 而下标 x 和 y 分别代表 x 轴和 y 轴.

1.3 反馈位置域 PID 控制

位置域控制的目的是改善多轴运动系统中相关轴之间的运动同步性. 在一个二维平面进行轮廓跟踪时, 主运动轴作为基轴, 只有从动轴引起的跟踪误差将影响轮廓最终的轮廓跟踪误差[20].

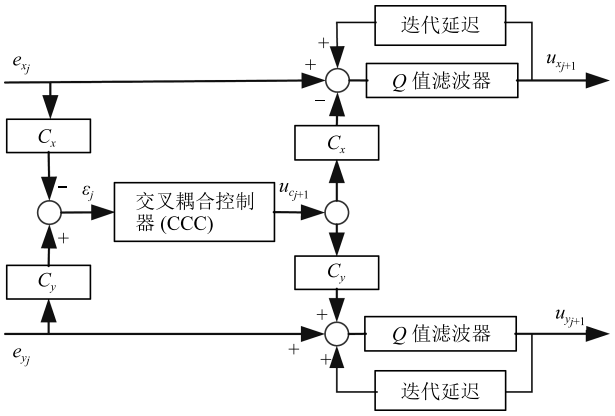


图 2　CCILC 控制框架[11]

Fig. 2　A general CCILC control structure[11]

对于一个位置域两自由度解耦运动系统, 从动轴 y 的 PD 型反馈控制信号与主动轴的位置相关, 可表示为

$$\begin{cases} u_y(x) = K_y^p e_y(x) + K_y^d e'_y(x) \\ e_y(x) = y_d(x) - y(x) \\ e'_y(x) = y'_d(x) - y'(x) \end{cases} \tag{6}$$

式中, K_y^p, K_y^d 分别为比例和微分增益, e_y 为 y 轴的跟踪误差. 可以看出, 从动轴的位置域控制律以主动轴位置而不是时间作为自变量. 联立式 (6) 和 (7) 可得从动轴控制律的时域表达式 (8).

$$\dot{y}(t) = \frac{\mathrm{d}y}{\mathrm{d}t} = \frac{\mathrm{d}y}{\mathrm{d}x} \cdot \frac{\mathrm{d}x}{\mathrm{d}t} = y'(x) \cdot \dot{x}(t) \tag{7}$$

$$u_y(t) = K_y^p (y_d(t) - y(t)) + \frac{K_y^d}{\dot{x}(t)} (\dot{y}_d(t) - \dot{y}(t)) \tag{8}$$

1.4　主从交叉耦合迭代学习的控制律

对于一个两输入两输出线性时不变 (Linear time invariant, LTI) 系统, x 轴和 y 轴的主从交叉耦合迭代学习控制律为

$$\begin{cases} u_{x_{j+1}}^{pdc}(t) = Q_x \left[u_x^{pdc}(t) + L_x e_x(t) - C_x L_\varepsilon \varepsilon(x) \right]_j \\ u_{y_{j+1}}^{pdc}(x) = Q_y \left[u_y^{pdc}(x) + L_y e_y(x) + C_y L_\varepsilon \varepsilon(x) \right]_j \end{cases} \tag{9}$$

式中, x 轴采用时域交叉耦合迭代控制 (CCILC), y 轴采用位置域交叉耦合迭代控制 (PDCCILC), j 为迭代序数, u^{pdc} 为控制输入, Q 是低通滤波器, 用来改善控制系统的鲁棒性, L 是学习函数, $e_x(t)$ 为时间域的跟踪误差, $e_y(x)$ 和 $\varepsilon(x)$ 分别为 y 轴和轮廓位置域的跟踪误差.

式 (9) 表明, 此处提出的主从交叉耦合迭代控制器与传统 CCILC 的区别是采用位置域设计从动轴的控制输入. 在后面的仿真和实验分析部分, 本文用上标 pdc 表示这种位置域的设计方法, 用 PDC-CILC 表示主从交叉耦合迭代控制器.

学习函数通常有三种类型, 即 PID 型、鲁棒型和系统模型求逆型[22]. PID 型学习函数不需要系统大量的建模. 系统模型的逆学习函数能迅速收敛, 但在很大程度上依赖于模型且对模型不确定性敏感. H_∞ 的设计方法可用于设计鲁棒单调收敛的 ILC, 但鲁棒性和控制精度是一对矛盾. 在 PDCCILC 的设计中, 本文采用 PID 型学习函数. 这种方法尽管不如系统的逆学习函数收敛迅速, 但是不依赖于模型且参数调整方便. 采用 PID 型 ILC 和 PD 型 CCC, 式 (9) 可替换为

$$\begin{cases} L_x e_x(t) = k_{px}^{ilc} e_x(t) + k_{ix}^{ilc} \int_{t-\Delta t}^{t} e_x(t)\,\mathrm{d}t + k_{dx}^{ilc} \dot{e}_x(t) \\ L_y e_y(x) = k_{py}^{ilc} e_y(x) + k_{iy}^{ilc} \int_{s-\Delta s}^{s} e_y(x)\,\mathrm{d}x + k_{dy}^{ilc} e'_y(x) \\ L_\varepsilon \varepsilon(x) = k_{p\varepsilon}^{ccc} \varepsilon(x) + k_{d\varepsilon}^{ccc} \varepsilon'(x) \end{cases} \tag{10}$$

式中, k_{px}^{ilc}, k_{ix}^{ilc}, k_{dx}^{ilc}, k_{py}^{ilc}, k_{iy}^{ilc}, k_{dy}^{ilc} 为 x 和 y 轴 ILC 控制器的 PID 增益, $k_{p\varepsilon}^{ccc}$ 和 $k_{d\varepsilon}^{ccc}$ 为 CCC 控制器的 PD 增益.

采用式 (11) ∼ (15) 将式 (10) 中的积分和微分项离散化.

$$\int_{t-\Delta t}^{t} e_x(t)\,\mathrm{d}t \approx \frac{\Delta t}{2} (e_x(t) + \tilde{e}_x(t)) \tag{11}$$

$$\dot{e}(t) \approx \frac{e_x(t) - \tilde{e}_x(t)}{\Delta t} \tag{12}$$

$$\int_{s-\Delta s}^{s} e_y(x)\,\mathrm{d}x = \int_{t-\Delta t}^{t} e_y(t)\,\dot{x}(t)\,\mathrm{d}t \approx \frac{\Delta x(t)}{2} (e_y(t) + \tilde{e}_y(t)) \tag{13}$$

$$e'_y(x) = \frac{\dot{e}_y(t)}{\dot{x}(t)} \approx \frac{e_y(t) - \tilde{e}_y(t)}{\Delta x(t)} \tag{14}$$

$$\varepsilon'(x) = -C_x(x) e'_x(x) + C_y(x) e'_y(x) - C'_x(x) e_x(x) + C'_y(x) e_y(x) \tag{15}$$

式 (11) ∼ (15) 中, $\tilde{e}(t) = e(t - \Delta t)$, 此处上标表示具有时间延迟的变量.

将式 (10) ∼ (15) 代入式 (9), 分别得到 x 轴控制律和 y 轴控制律.

$$u_{x_{j+1}}^{pdc}(t) = Q_x \left[u_x^{pdc}(t) + \alpha_x(t) e_x(t) + \beta_x(t) \tilde{e}_x(t) + \gamma_x(t) e_x(t) + \eta_x(t) \tilde{e}_x(t) \right] \tag{16}$$

式中,

$$\begin{cases}\alpha_x(t)=k_{px}^{ilc}+\dfrac{\Delta t}{2}k_{ix}^{ilc}+\dfrac{k_{dx}^{ilc}}{\Delta t}+C_x(t)^2k_{p\varepsilon}^{ccc}+\\ \qquad C_x(t)\left(2C_x(t)-\tilde{C}_x(t)\right)\dfrac{1}{\Delta x(t)}k_{d\varepsilon}^{ccc}\\ \beta_x(t)=\dfrac{\Delta t}{2}k_{ix}^{ilc}-\dfrac{k_{dx}^{ilc}}{\Delta t}-\dfrac{C_x(t)^2}{\Delta x(t)}k_{d\varepsilon}^{ccc}\\ \gamma_x(t)=-C_x(t)C_y(t)k_{p\varepsilon}^{ccc}-\\ \qquad \dfrac{C_x(t)\left(2C_x(t)-\tilde{C}_x(t)\right)}{\Delta x(t)}k_{d\varepsilon}^{ccc}\\ \eta_x(t)=\dfrac{C_x(t)C_y(t)}{\Delta x(t)}k_{d\varepsilon}^{ccc}\end{cases}\tag{17}$$

$$\begin{aligned}u_{y_{j+1}}^{pdc}(t)=Q_y\big[&u_y^{pdc}(t)+\alpha_y(t)e_y(t)+\\ &\beta_y(t)\tilde{e}_y(t)+\gamma_y(t)e_y(t)+\\ &\eta_y(t)\tilde{e}_y(t)\big]\end{aligned}\tag{18}$$

式中,

$$\begin{cases}\alpha_y(t)=-C_x(t)C_y(t)k_{p\varepsilon}^{ccc}+\\ \qquad \dfrac{C_y(t)\left(2C_x(t)-\tilde{C}_x(t)\right)}{\Delta x(t)}k_{d\varepsilon}^{ccc}\\ \beta_y(t)=-\dfrac{C_x(t)C_y(t)}{\Delta x(t)}k_{d\varepsilon}^{ccc}\\ \gamma_y(t)=k_{py}^{ilc}+\dfrac{\Delta x(t)}{2}k_{iy}^{ilc}+\\ \qquad \dfrac{k_{dy}^{ilc}}{\Delta x(t)}+C_y(t)^2k_{p\varepsilon}^{ccc}+\\ \qquad C_y(t)\left(2C_y(t)-\tilde{C}_y(t)\right)\dfrac{1}{\Delta x(t)}k_{d\varepsilon}^{ccc}\\ \eta_y(t)=\dfrac{\Delta x(t)}{2}k_{iy}^{ilc}-\dfrac{k_{dy}^{ilc}}{\Delta x(t)}-\dfrac{C_y(t)^2}{\Delta x(t)}k_{d\varepsilon}^{ccc}\end{cases}\tag{19}$$

由式 (17) 和式 (19) 可知, 主动轴的位置信息被融合到从动轴控制律中, 从而保证两轴运动的同步性. 此即本文提出 PDCCILC 与传统的时域 CCILC 的不同之处.

2 前馈 PDCCILC 和反馈 PID 融合设计

2.1 Lifting 方法

Lifting 方法使用矩阵在时域内分析系统的稳定性和收敛性[12]. 考虑一个离散的线性时不变单输入单输出系统

$$y_j(k)=P(q)u_j(k)+d(k)\tag{20}$$

式中, k 和 j 分别为时间序数和迭代序数, y_j, u_j, d 分别为输出、控制信号和随机干扰, $P(q)$ 是系统的传递函数, q 是前向时移算子, 满足 $qx(k)\equiv x(k+1)$. 计算系统 (20) 的有限冲击响应[23], 得如下展开矩阵

$$\begin{aligned}\underbrace{\begin{bmatrix}y_i(1)\\ y_i(2)\\ \vdots\\ y_i(N)\end{bmatrix}}_{\hat{Y}_j}=&\underbrace{\begin{bmatrix}p_1 & 0 & \cdots & 0\\ p_2 & p_1 & \cdots & 0\\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots\\ p_N & p_{N-1} & \cdots & p_1\end{bmatrix}}_{\hat{P}}\times\\ &\underbrace{\begin{bmatrix}u_j(0)\\ u_j(1)\\ \vdots\\ u_j(N-1)\end{bmatrix}}_{\hat{U}_j}+\underbrace{\begin{bmatrix}d(1)\\ d(2)\\ \vdots\\ d(N)\end{bmatrix}}_{\hat{D}}\end{aligned}\tag{21}$$

式中, $\hat{Y}_j$, $\hat{P}$, $\hat{U}_j$ 和 $\hat{D}$ 分别为 y_j, $P(q)$, u_j 和 d 的 Lifting 矩阵展开形式.

相比于频域系统分析的一般方法, Lifting 方法在分析时变动力学有优势[11]. 本文提出的 PDCCILC, 控制律 (16) 和控制律 (18) 中包含时变参数 Δt 和 $\Delta x(t)$, 采用 Lifting 方法可以通过时域内矩阵方便计算和分析.

2.2 融合设计的控制律

融合前馈和反馈的控制结构在精密运动控制领域应用广泛[2−4, 24−25]. 在反馈控制算法中, PID 由于简单且易实现而大量应用在工业领域[26−28]. 采用 PID 作为反馈控制器和 PDCCILC 作为前馈控制器, 可以有效地实现控制信号收敛, 消除轮廓误差. 对一个两自由度系统, 融合反馈 PID 和前馈 PDCCILC 的设计如图 3 所示. 图 3 中, x 轴为主动轴, y 轴为从动轴. 主动轴的位置信息被融合到交叉耦合控制器的设计中, 从动轴的控制量与主动轴的位置变化相关, 保证同步性, 减小轮廓误差.

分析式 (16) 和式 (18) 的收敛性以及误差大小, 需推导控制信号的递归公式, 误差 $e_x(t)$ 和 $e_y(t)$ 可替换为

$$e_r=r_d-r=r_d-\left(u_r^{pdc}+u_r^{pid}\right)\times P_r-d_r\tag{22}$$

为方便书写且在不引起混淆时, 将时间变量 t 省略. 式中, $r\in\{x,y\}$, $u_r^{pid}=e_r\cdot K_r$ 为 PID 控制器的控制信号, $K_r=k_{pr}^{pid}+k_{ir}^{pid}\times s^{-1}+k_{dr}^{pid}\times s$, P_r 为被控轴的传递函数.

误差延迟 $\tilde{e}(t)$ 可替换为

$$\tilde{e}_r=\tilde{r}_d-\tilde{r}=\tilde{r}_d-\left(u_r^{pdc}-u_r^{pid}\right)\times\tilde{P}_r-\tilde{d}_r\tag{23}$$

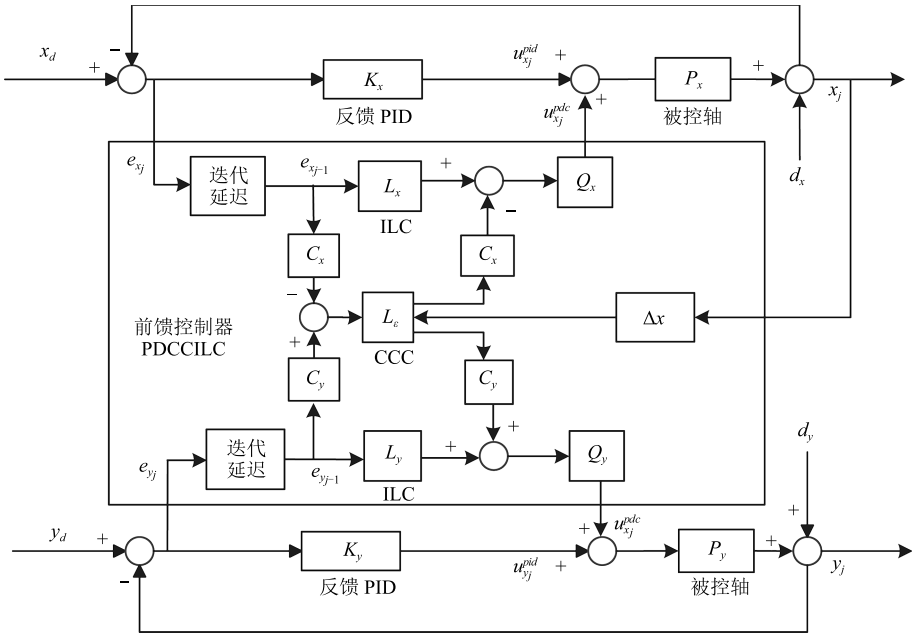


图 3　融合反馈 PID 和前馈 PDCCILC 的控制结构

Fig. 3　Combined feedback PID and feedforward PDCCILC control structure

式中, $\tilde{r}_d$, $\tilde{P}_r$, $\tilde{d}_r$ 分别表示延时 Δt 后的参考输入、系统传递函数和随机干扰. 在后文中, e 和 $\tilde{e}$ 分别代表 $e(t)$ 和 $\tilde{e}(t)$.

求解式 (22) 和式 (23) 可得

$$e_r = S_r \times (r_d - d_r) - S_r P_r \times u_r^{pdc} \tag{24}$$

$$\tilde{e}_r = K_r S_r \tilde{P}_r \times (r_d - d_r) - S_r \tilde{P}_r u_r^{pdc} + \left(\tilde{r}_d - \tilde{d}_r\right) \tag{25}$$

式中, $S_r = (1 + K_r P_r)^{-1}$ 为闭环系统灵敏度函数.

将式 (24) 和式 (25) 分别代入式 (16) 消去 e_x 和 $\tilde{e}_x$, 代入式 (18) 消去 e_y 和 $\tilde{e}_y$, 并整理可得 x 轴和 y 轴控制量的递归公式.

$$\begin{cases} u_{x_{j+1}}^{pdc}(t) = M_x \times u_{x_j}^{pdc}(t) + N_x \\ u_{y_{j+1}}^{pdc}(t) = M_y \times u_{y_j}^{pdc}(t) + N_y \end{cases} \tag{26}$$

式中,

$$\begin{cases} M_r = Q_r \left(1 - (\alpha_r + \gamma_r) S_r P_r - (\beta_r + \eta_r) S_r \tilde{P}_r\right) \\ N_r = Q_r \left[\left((\alpha_r + \gamma_r) S_r - (\beta_r + \eta_r) K_r S_r \tilde{P}_r\right) \times \right. \\ \qquad \left. (r_d - d_r) + (\beta_r + \eta_r)\left(\tilde{r}_d - \tilde{d}_r\right)\right] \end{cases} \tag{27}$$

注 1. N_r 是与 u_r^{pdc} 无关的项, 其中 1) Q_r, S_r, K_r 和 $\tilde{P}_r$ 分别是滤波器、闭环灵敏度函数、反馈 PID 及带延迟的被控轴传递函数, 均确定; 2) r_d 是选定的有界参考输入, d_r 是有界随机干扰; 3) α_r, β_r, γ_r 和 η_r 由耦合算子 C_r、反馈控制器和耦合控制器参数、被控轴位移增量 $\Delta r(t)$ 计算得到. 因此, 在不考虑随机干扰 d_r 情况下, N_r 是 N 维常数列向量, 在后续的仿真和实验部分中, 本文不考虑随机干扰, 即 $d_r = 0$.

2.3　稳定性和性能分析

在 MATLAB 软件环境下使用 impulse 命令算得系统传递函数的冲击响应, 再用 toeplitz 命令算得系统的下三角方阵, 则式 (27) 可以转化为 Lifting 矩阵

$$\begin{cases} \hat{M}_r = \hat{Q}_r \left(\hat{I} - (\hat{\alpha}_r + \hat{\gamma}_r)\hat{S}_r \hat{P}_r - (\hat{\beta}_r + \hat{\eta}_r)\hat{S}_r \hat{\tilde{P}}_r\right) \\ \hat{N}_r = \hat{Q}_r \left[\left((\hat{\alpha}_r + \hat{\gamma}_r)\hat{S}_r - (\hat{\beta}_r + \hat{\eta}_r)\hat{K}_r \hat{S}_r \hat{\tilde{P}}_r\right) \times \right. \\ \qquad \left. \left(\hat{r}_d - \hat{d}_r\right) + (\hat{\beta}_r + \hat{\eta}_r)\left(\hat{\tilde{r}}_d - \hat{\tilde{d}}_r\right)\right] \end{cases} \tag{28}$$

式中, $\hat{M}_r$ 和 $\hat{N}_r$ 为 $N \times N$ 方阵, $\hat{\alpha}_r$ 和 $\hat{\beta}_r$ 为对角矩阵, $\hat{r}_d$, $\hat{\tilde{r}}_d$, $\hat{d}_r$ 和 $\hat{\tilde{d}}_r$ 为 $N \times 1$ 矩阵.

$\rho(A) = \max|\lambda_i(A)|$ 为矩阵 A 的谱半径, $\lambda_i(A)$ 为矩阵 A 的第 i 个特征值. 若反馈 PID 和前馈 PDCCILC 控制器存在合适的参数, 满足式 (29), 则闭环系统渐近稳定[27, 29].

$$\rho\left(\hat{M}_r\right) < 1 \tag{29}$$

式 (29) 虽然满足稳定性判据, 但不能保证收敛

的单调性. 该闭环系统单调收敛的充分条件则由复合矩阵 $\hat{M}$ 的诱导范数的上确界给出[11, 29],

$$\bar{\sigma}\left(\hat{M}\right) < 1 \tag{30}$$

式中, $\hat{M} = [\ \hat{M}_x \quad \hat{M}_y\ ]$ 为两个轴的复合矩阵. 可知 $\rho(\hat{M}_r) \le \bar{\sigma}(\hat{M})$, 因此条件式 (30) 同时保证了给定系统的收敛性及收敛单调性.

控制系统的性能通常是由初始误差到收敛误差的减少量和收敛速度来判断. 当满足单调收敛条件时, 系统的渐近控制输入和稳态误差可由式 (31) 和式 (32) 计算. 本文中的仿真和实验部分数据分析选择均方根 (Root mean square, RMS) 误差为该算法的评价指标.

$$\underbrace{\begin{bmatrix} u^{ilc}(1) \\ u^{ilc}(2) \\ \vdots \\ u^{ilc}(N) \end{bmatrix}}_{\hat{U}_r} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1-m_1 & 0 & \cdots & 0 \\ -m_2 & 1-m_1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -m_N & -m_{N-1} & \cdots & 1-m_1 \end{bmatrix}^{-1}}_{\hat{M}_r} \times \underbrace{\begin{bmatrix} n(1) \\ n(2) \\ \vdots \\ n(N) \end{bmatrix}}_{\hat{N}_r} \tag{31}$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} e(1) \\ e(2) \\ \vdots \\ e(N) \end{bmatrix}}_{\hat{e}_r} = \underbrace{\begin{bmatrix} r(1) \\ r(2) \\ \vdots \\ r(N) \end{bmatrix}}_{\hat{r}_d} - \underbrace{\begin{bmatrix} p_1 & 0 & \cdots & 0 \\ p_2 & p_1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ p_N & p_{N-1} & \cdots & p_1 \end{bmatrix}}_{\hat{P}_r} \times \underbrace{\begin{bmatrix} u^{ilc}(1) \\ u^{ilc}(2) \\ \vdots \\ u^{ilc}(N) \end{bmatrix}}_{\hat{U}_r} - \underbrace{\begin{bmatrix} d(1) \\ d(2) \\ \vdots \\ d(N) \end{bmatrix}}_{\hat{d}_r} \tag{32}$$

3 数值仿真和实验验证

3.1 实验设备

本文的实验设备包括如图 4 所示的三部分: 上位机、下位机和被控对象.

上位机由 PC 和 LabVIEW 组成软硬件系统, 与下位机之间建立局域网, 并基于 TCP/IP 协议实现通讯.

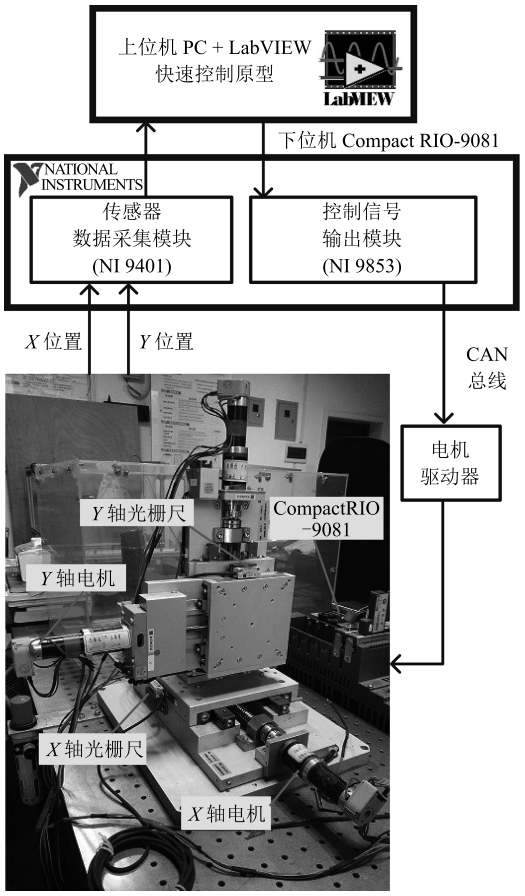


图 4 三自由度精密定位平台

Fig. 4 The three DOF precise positioning stage used as the testbed

下位机以美国国家仪器公司的 Compact RIO 9081 作为快速原型控制硬件, 配合数据采集模块 NI 9401 和模拟输出模块 NI 9853, 主要用于 1) 采集传感器信号; 2) 输出控制信号, 与被控三维精密运动台形成控制闭环.

被控对象是一个三自由度精密定位平台 ($X/Y/Z$ 轴行程分别为 50 mm × 50 mm × 20 mm), 各个轴由直流伺服电机驱动, 其位置信息由分辨率为 0.5 μm 的光栅尺检测. 本文仅选用 x 轴和 y 轴组成一个二自由度系统构成一个主从运动系统进行仿真和实验分析. 采用阶跃响应法辨识系统从电机驱动器输入端到光栅尺输出端的传递函数模型, 采样率为 1 kHz.

式 (33) 为两个轴的连续传递函数, 图 5 所示为系统伯德图. 可以看出, x 轴和 y 轴的带宽分别为 0.164 Hz 和 0.162 Hz.

$$\begin{cases} P_x = \dfrac{6.878 \times 10^{-5} s^2 - 0.1402 s + 5.291}{s^2 + 5.795 s + 5.564} \\ P_y = \dfrac{-0.0631 s + 2.132}{s^2 + 2.76 s + 2.127} \end{cases} \tag{33}$$

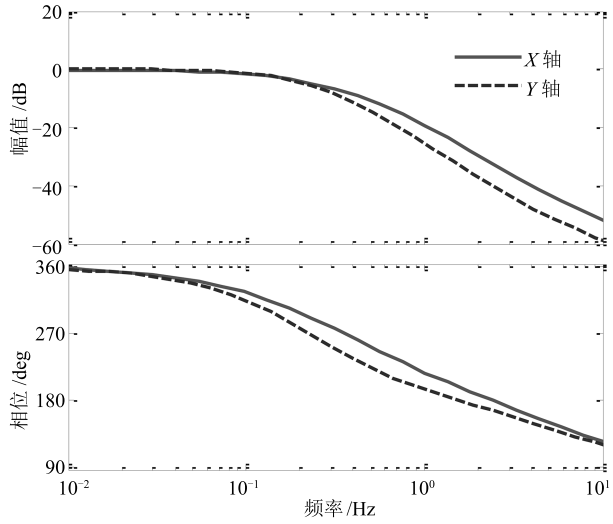


图 5　x 轴和 y 轴的伯德图

Fig. 5　Bode plot of x and y axis

商用控制器通常是针对各轴单独设计. 由于各轴之间的运动不同步, 产生轮廓误差. 本文提出的融合反馈 PID 和前馈 PDCCILC 的主从交叉耦合迭代学习控制器通过该实验平台的非线性轮廓跟踪中验证控制性能.

3.2　收敛条件矩阵的计算验证

本文的仿真和实验部分将采用图 6 所示的三组典型非线性参考轮廓.

图 6 (a) ∼ 6 (c) 为轮廓从原点开始沿箭头方向移动, 图 6 (d) ∼ 6 (f) 分别为三组轮廓对应的时间轴上 x 轴和 y 轴的位置.

三组参考轮廓时长均设置为 12 s, 将仿真和实验步长设置为 0.005 s, 则单调收敛性公式 (30) 所述的单调收敛条件矩阵的维度是 4 800 × 2 400. 这在普通计算机的存储和计算能力范围之内. 如果矩阵维度太大, 可以参考文献 [12] 中的分解矩阵方法分部计算.

接着是 PID 和 PDCCILC 的参数选择. 反馈 PID 设计中, 采用 Ziegler-Nichols 来整定 PID 参数. 前馈 PDCCILC 设计中, 如文献 [22] 所述, PID 型学习函数的参数最常用的确定方法是试凑法, 确定几组不同 PID 增益, 代入式 (30), 确定满足条件后通过仿真结果确定实验参数.

从收敛条件计算、仿真和实验三个方面, 分别对本文提出的 PDCCILC 和 PID, 与 TDCCILC 和 PID、TDILC 和 PID、PDILC 和 PID 三种控制策略进行对比. 这四组的所有参数设置一样, 由表 1 列出. 在 TDCCILC 和 PDCCILC 的设计中, 需要计算轮廓的耦合算子, 针对本文中的三种典型非线性轮廓, 仿真和实验部分均采用文献 [19] 的向量估算法计算耦合算子, 并比较在存在估算误差情况下的这两种控制器的效果.

表 1　控制器参数

Table 1　Controller parameters

控制器	增益		
	K_p	K_i	K_d
PID	3	1	0
ILC	0.3	0.1	0.1
CCC	1	0.5	0

文献 [8] 和文献 [15] 对 PDC 和 CCC 进行了充分对比, 且文献 [10−12] 验证了 CCILC 相比其他控

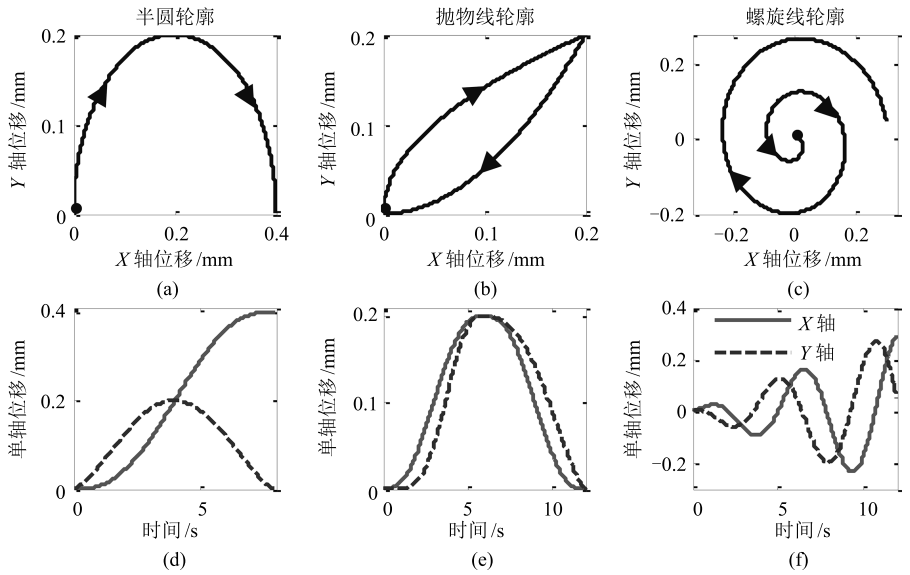


图 6　参考轮廓

Fig. 6　Reference contours

制策略的优越性. 因此本文将主要关注 PDCCILC 和 TDCCILC 在非线性轮廓跟踪情况下的优势对比. 而 PDILC 和 PID 与 TDILC 和 PID 这两组用来验证 CCC 引入 PDCCILC 控制器后的有效性.

这四种控制器的收敛性公式计算结果由表 2 列出, 结果表明式 (30) 的上确界条件均满足 $\bar{\sigma}(\hat{M}) < 1$. 因此, 所选参数可以满足单调收敛性条件.

表 2 单调收敛的计算结果

Table 2 Computational results of monotonic convergence

控制器	$\bar{\sigma}(M)$ 的计算结果		
	半圆轮廓	抛物线轮廓	螺旋线轮廓
PDCCILC & PID	3	1	0
TDCCILC & PID	0.3	0.1	0.1
PDILC & PID	1	0.5	0
TDILC & PID	1	0.5	0

3.3 仿真分析

采用表 1 的 PID 增益和学习函数, 对三种典型的非线性轮廓的跟踪在 MATLAB 软件环境中进行数值仿真.

1) 半圆轮廓

图 7 为上述四种控制器下的均方根误差迭代历程. 结果表明, PDCCILC 和 PID 控制器效果最优, 从初始到稳态的迭代过程减少了 93 % 的轮廓误差均方根值. 另外, TDCCILC 和 PID 在迭代过程中的控制效果其次.

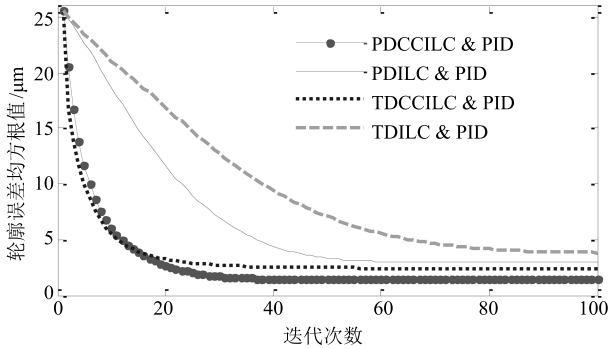


图 7 半圆轮廓跟踪均方根轮廓误差的仿真结果 (RMS)

Fig. 7 RMS contour error versus iteration for the semi-circle contour in the simulations

图 8 为半圆轮廓跟踪的稳态结果. 其中, 图 8 (a) 为 xy 平面的整体跟踪结果, 图 8 (b) 为相对 x 轴位

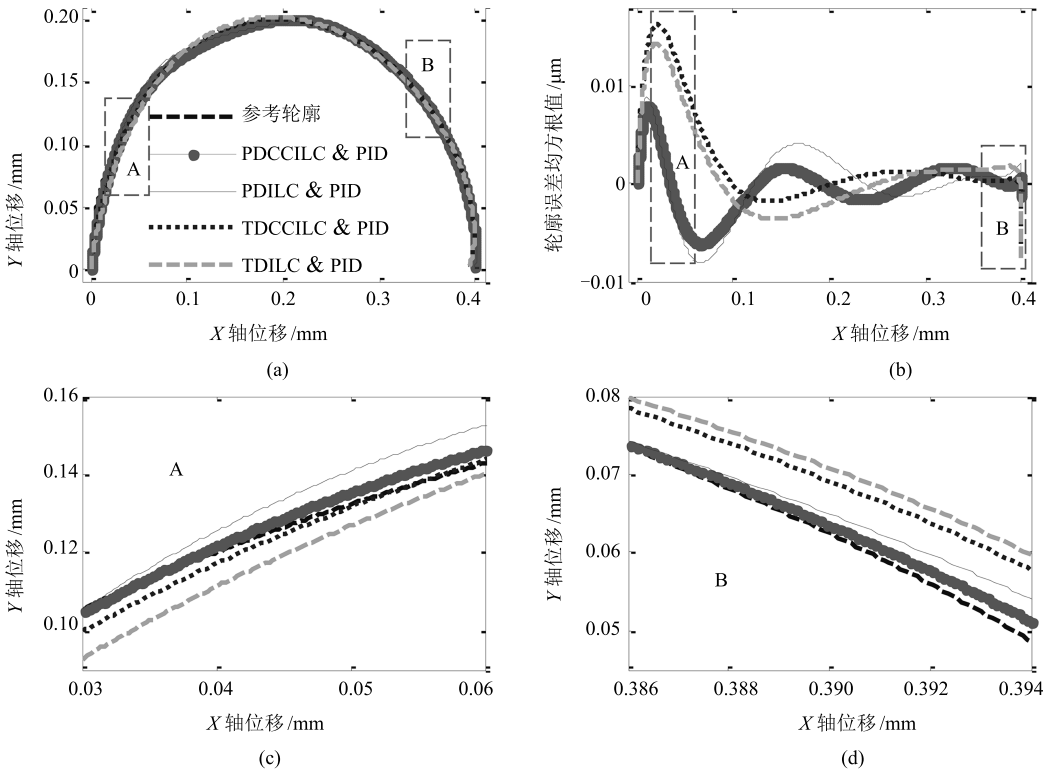


图 8 半圆轮廓跟踪的稳态仿真结果

Fig. 8 Steady tracking results of the semi-circle contour in the simulations

置的轮廓误差, 图 8 (c) 和图 8 (d) 分别为图 8 (a) 中 A 和 B 部分的局部放大图. 由图 8 (b) ∼ 8 (d) 可知, 在 PDCCILC 和 PID 控制下, 轮廓误差最平稳, 且两个局部放大部分的轨迹最接近参考轨迹.

2) 抛物线轮廓

图 9 和图 10 为抛物线轮廓跟踪的仿真结果.

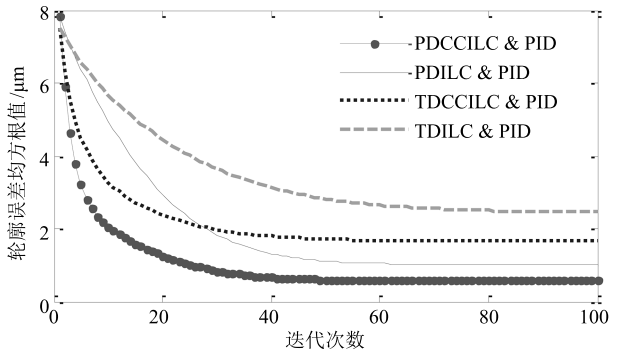


图 9　抛物线轮廓跟踪的仿真均方根轮廓误差 (RMS)

Fig. 9　RMS contour error versus iteration for the semi-circle contour in the simulations

由图 9 可知, PDCCILC 和 PID 控制下效果最优, 从初始到最终迭代减少了 93 % 的均方根轮廓误差. 与半圆轮廓跟踪不同的是, PDILC 和 PID 的效果优于其他两种控制器.

图 10 为最后一次迭代的跟踪效果. 其中, 图 10 (a) 为 xy 平面的整体跟踪位置, 图 10 (b) 为相对 x 轴位置的轮廓误差, 图 10 (c) 和图 10 (d) 分别为图 10 (a) 中 A 和 B 部分的局部放大图. 由图 10 (b) 可知, 抛物线轮廓位置域控制的轮廓误差比时域控制更平稳. 图 10 (c) 和图 10 (d) 则表明 PDCCILC 和 PID 控制在轮廓过渡处仍能达到最佳性能.

3) 螺旋线轮廓

图 11 和图 12 为螺旋线轮廓跟踪的仿真结果.

由图 11 可知, PDCCILC 和 PID 控制器跟踪效果最优, 从初始到最终迭代减少了 98 % 的均方根轮廓误差. 而 TDCCILC 和 PID 与 PDILC 和 PID 则达到相近的效果.

图 12 (a) 为 xy 平面的整体跟踪结果, 图 12 (b) 为相对 x 轴位置的轮廓误差, 图 12 (c) 和图 12 (d) 分别为图 12 (a) 中 A 和 B 部分的局部放大图. 对比以上四种控制器下的三种非线性轮廓跟踪仿真结果可知, PDCCILC 和 PID 对这三种典型轮廓均达到最优的控制效果, 从初始状态到稳态状态的误差减小量均达到初始量的 90 % 以上. 而单独的 PDC 或者 CCC 不能保证一致的跟踪优势.

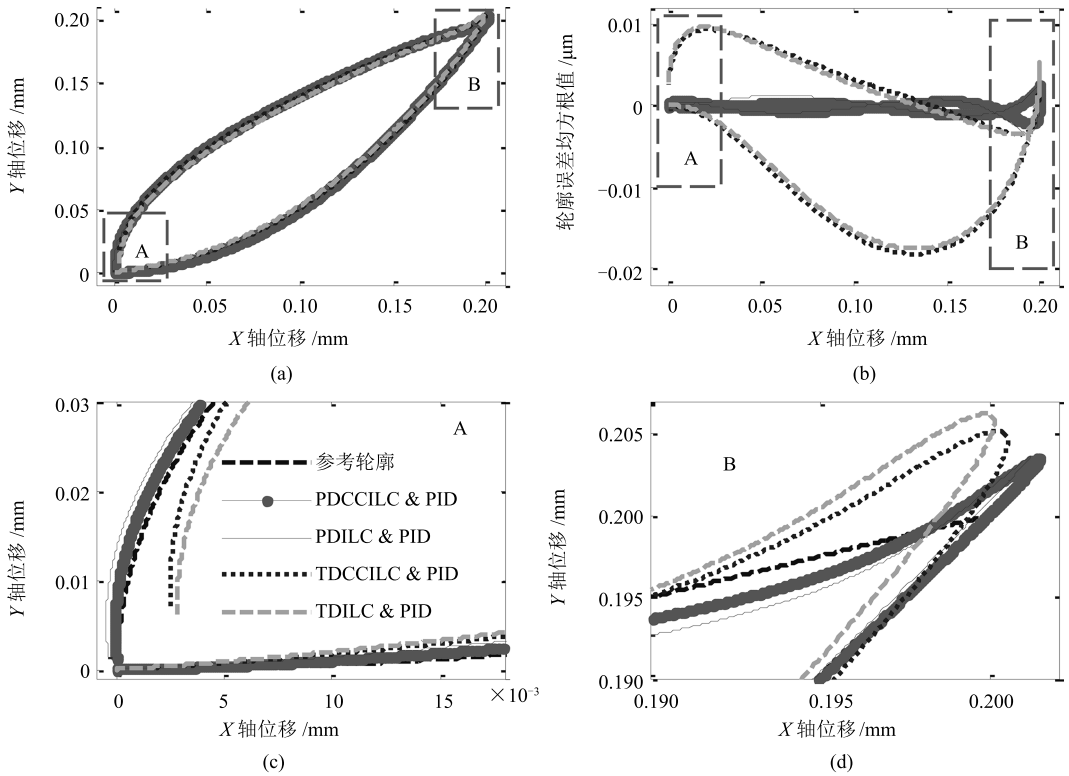


图 10　抛物线轮廓跟踪的稳态仿真结果

Fig. 10　Steady tracking results of the parabolic contour in the simulations

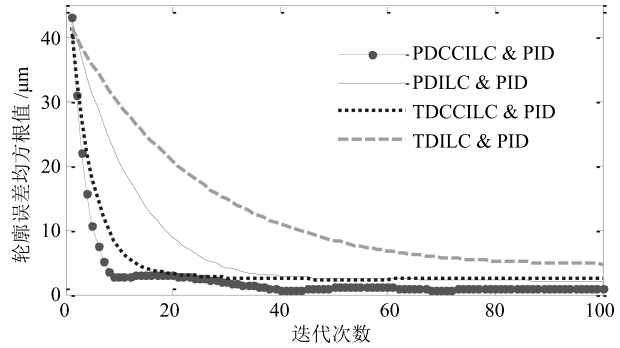
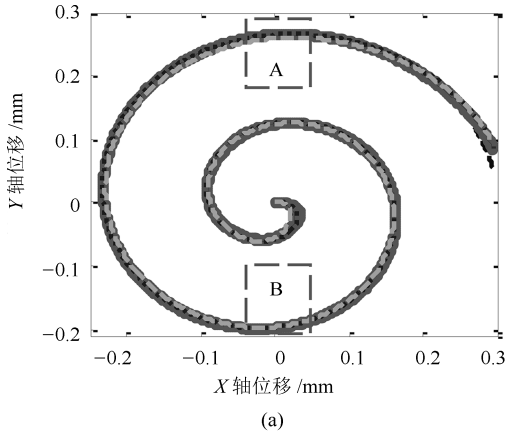
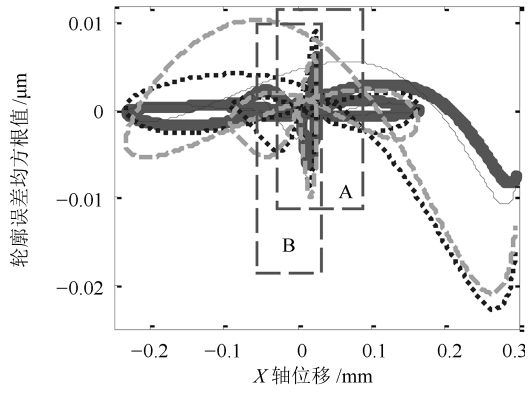


图 11 螺旋线轮廓跟踪的仿真均方根轮廓误差 (RMS)

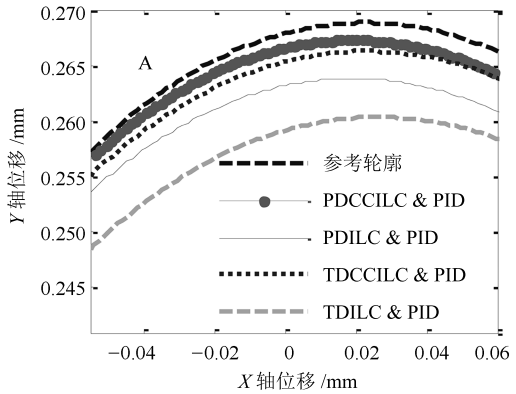
Fig. 11 RMS contour error versus iteration for the spiral contour in the simulations



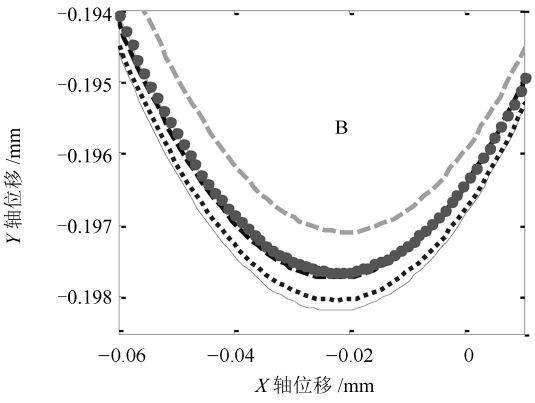
(a)



(b)



(c)



(d)

图 12 螺旋线轮廓跟踪的稳态仿真结果

Fig. 12 Steady tracking results of the spiral contour in the simulations

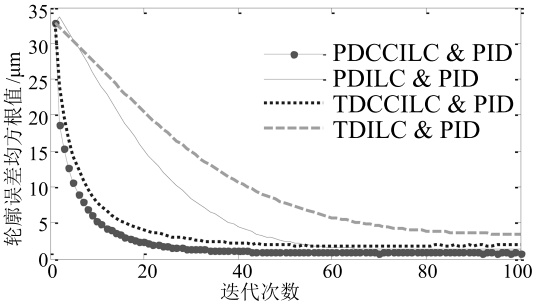
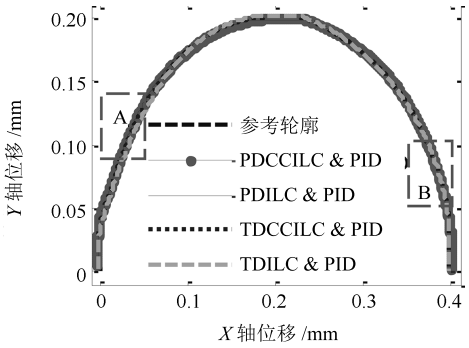
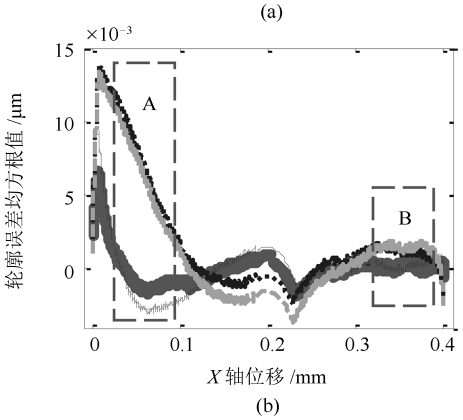


图 13 半圆轮廓跟踪的实验均方根轮廓误差 (RMS)

Fig. 13 RMS contour error versus iteration for the semi-circle contour in the experiments



(a)



(b)

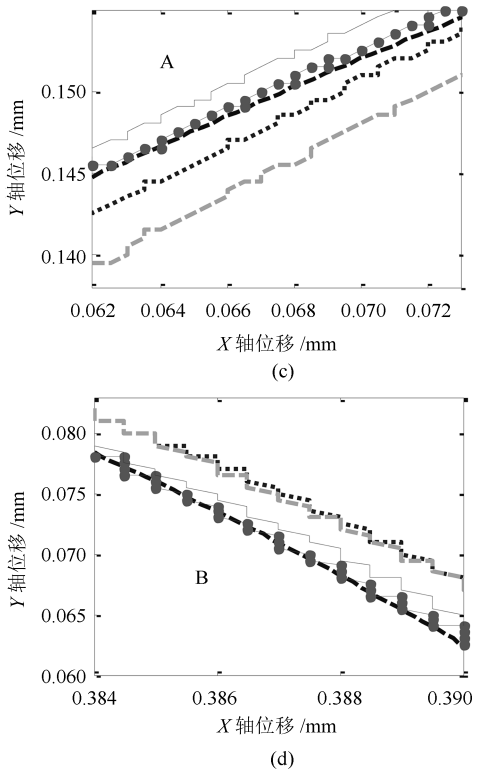


图 14　半圆轮廓跟踪的实验结果

Fig. 14　Tracking results of the semi-circle contour in the experiments

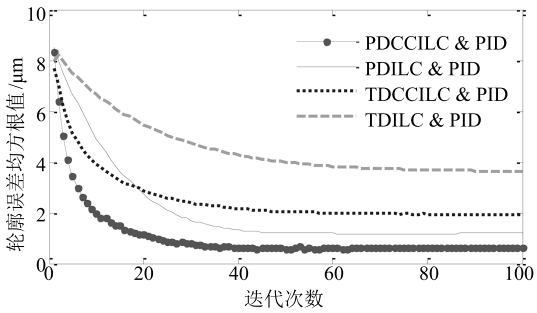


图 15　抛物线轮廓跟踪的实验均方根轮廓误差 (RMS)

Fig. 15　RMS contour error versus iteration for the parabolic contour in the experiments

3.4　实验分析

以上所有的仿真案例都在图 4 所示的物理平台上进行了实验, 以验证上述结果.

1) 半圆轮廓

图 13 和图 14 为半圆轮廓跟踪的实验结果. 由图 13 可知, 在 PDCCILC 和 PID 控制下达到了最小的稳态误差和最快的收敛速度, 迭代过程中减少了 97 % 的均方根轮廓误差值, 且其收敛到稳态值约为 25 次迭代. 由于实际系统模型辨识的不确定性, 实验结果中, 均方根误差的数值相比仿真结果有所增大.

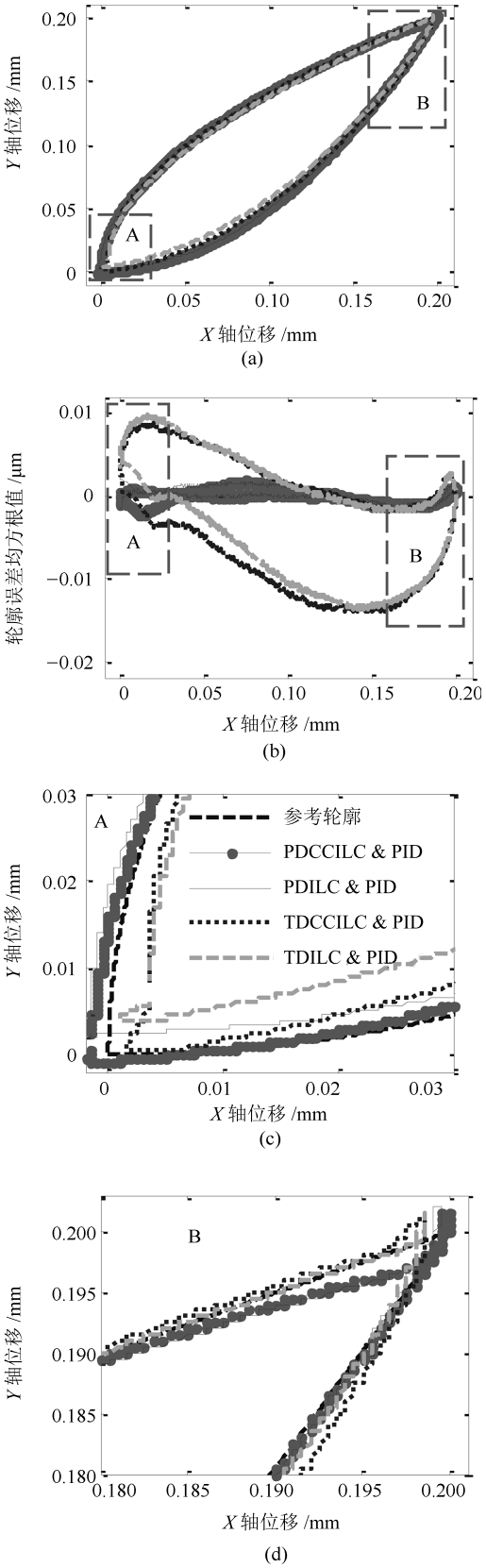


图 16　抛物线轮廓跟踪的实验结果

Fig. 16　Tracking results of the parabolic contour in the experiments

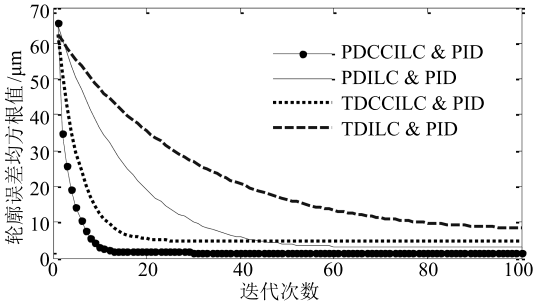


图 17 螺旋线轮廓跟踪的实验均方根轮廓误差 (RMS)

Fig. 17 RMS contour error versus iteration for the spiral contour in the experiments

2) 抛物线轮廓

图 15 和图 16 为抛物线轮廓跟踪的实验结果. 由图 15 可知, PDCCILC 和 PID 在迭代过程中减少了 93 % 的均方根轮廓误差, 比 TDCCILC 和 PID 控制下多 16 %. 图 16 的结果也与图 10 的仿真结果一致.

3) 螺旋线轮廓

图 17 和图 18 为螺旋线轮廓跟踪的实验结果.

由图 17 可知, PDCCILC 和 PID 达到最小的稳态轮廓误差, 约为 1.552 μm, 在整个迭代过程中减少了 98 % 的均方根轮廓误差; 且具有最快的收敛速度, 少于 20 次迭代.

结合仿真和实验结果可知, PDCCILC 和 PID 控制器在采用轮廓误差向量估算法计算耦合算子 (即耦合算子计算不精确) 的情况下, 能对三种非线性轮廓的跟踪误差最小, 且收敛速度较快. 这四种控制器下的三种非线性轮廓跟踪的具体统计数据 (均方根值和最大值) 详见表 3.

4 结论

本文提出了融合反馈 PID 和前馈 PDCCILC 的主从交叉耦合迭代学习控制的基本框架, 并验证了该控制器下对三种典型非线性轮廓的跟踪性能. 基于 Lifting 系统矩阵时域展开方法讨论了控制闭环的收敛性. 对半圆、抛物线和螺旋线轮廓跟踪的仿真和实验结果表明, PDCCILC 和 PID 控制系统从最初迭代到最终迭代减少了 90 % 以上的均方根误差. 通过对比 PDCCILC 和 PID, TDCCILC 和 PID, PDILC 和 PID 以及 TDILC 和 PID 这四种控制器下的仿真和实验结果, 在耦合增益计算不精确的情况下, 本文提出的 PDCCILC 和 PID 达到了最小的稳态误差和最快的收敛速度.

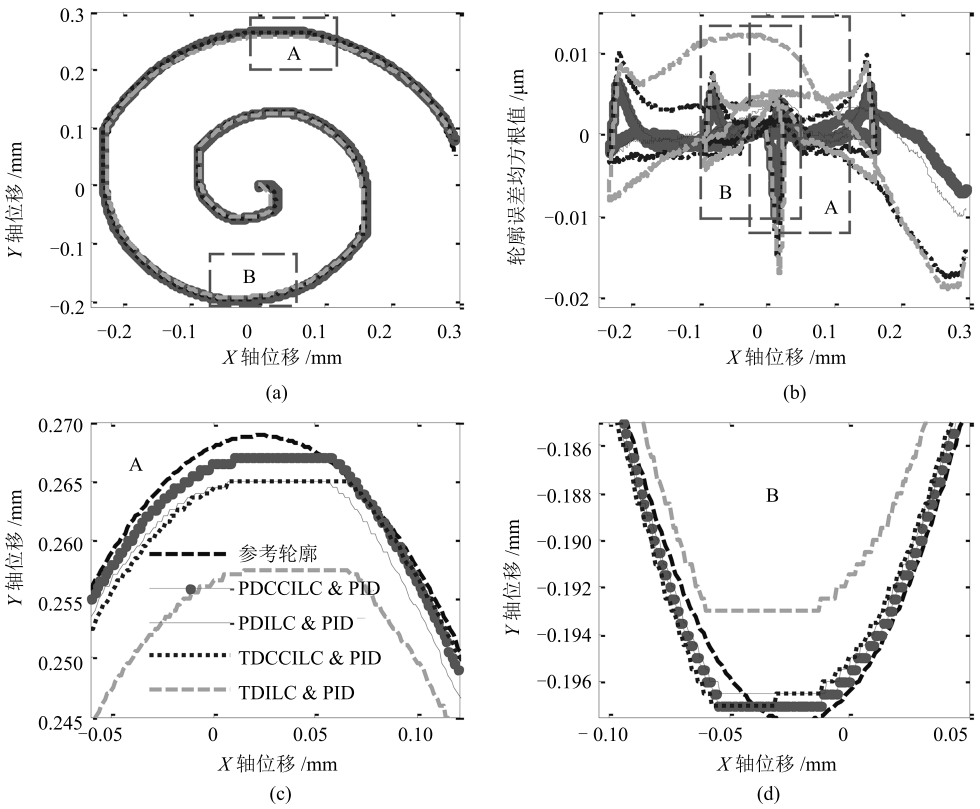


图 18 螺旋线轮廓跟踪的实验结果

Fig. 18 Tracking results of the spiral contour in the experiments

表 3 四种控制器下的三种非线性轮廓跟踪结果实验统计数据 (μm)

Table 3 Experimental statistics of tracking performance (μm)

稳态误差		半圆	抛物线	螺旋线
TDILC & PID	RMS	3.405	3.637	7.566
	MAX	8.501	8.334	17.429
TDCCILC & PID	RMS	1.869	1.924	4.897
	MAX	5.170	6.001	15.420
PDILC & PID	RMS	1.344	1.197	2.992
	MAX	4.348	4.696	11.106
PDCCILC & PID	RMS	0.821	0.631	1.551
	MAX	2.108	2.907	7.240

References

1 Lee D E, Hwang I, Valente C M O, Oliveira J F G, Dornfeld D A. Precision manufacturing process monitoring with acoustic emission. *International Journal of Machine Tools and Manufacture*, 2006, **46**(2): 176−188

2 Devasia S, Eleftheriou E, Moheimani S O R. A survey of control issues in nanopositioning. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2007, **15**(5): 802−823

3 Yang Jin, Zhu Yu, Yin Wen-Sheng, Yang Kai-Ming, Zhang Ming. Discrete loop shaping controller optimization for ultra-precision positioning stage. *Journal of Mechanical Engineering*, 2013, **49**(10): 178−185
(杨进, 朱煜, 尹文生, 杨开明, 张鸣. 超精密微动台离散回路成形控制器优化. 机械工程学报, 2013, **49**(10): 178−185)

4 Shen J C, Lu Q Z, Wu C H, Jywe W Y. Sliding-mode tracking control with DNLRX model-based friction compensation for the precision stage. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 2014, **19**(2): 788−797

5 Hou Zhong-Sheng, Dong Hang-Rui, Jin Shang-Tai. Model-free adaptive control with coordinates compensation for automatic car parking systems. *Acta Automatica Sinica*, 2015, **41**(4): 823−831
(侯忠生, 董航瑞, 金尚泰. 基于坐标补偿的自动泊车系统无模型自适应控制. 自动化学报, 2015, **41**(4): 823−831)

6 Bu Xu-Hui, Hou Zhong-Sheng, Yu Fa-Shan, Fu Zi-Yi. Iterative learning control for trajectory tracking of farm vehicles. *Acta Automatica Sinica*, 2014, **40**(2): 368−372
(卜旭辉, 侯忠生, 余发山, 付子义. 基于迭代学习的农业车辆路径跟踪控制. 自动化学报, 2014, **40**(2): 368−372)

7 Li Cui-Yan, Zhang Dong-Chun, Zhuang Xian-Yi. Repetitive control — a survey. *Electric Machines and Control*, 2005, **9**(1): 37−44
(李翠艳, 张东纯, 庄显义. 重复控制综述. 电机与控制学报, 2005, **9**(1): 37−44)

8 Ouyang P R, Dam T, Huang J, Zhang W J. Contour tracking control in position domain. *Mechatronics*, 2012, **22**(7): 934−944

9 Koren Y. Cross-coupled biaxial computer control for manufacturing systems. *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, 1980, **102**(4): 265−272

10 Sun H Q, Alleyne A G. A cross-coupled non-lifted norm optimal iterative learning control approach with application to a multi-axis robotic testbed. *IFAC Proceedings Volumes*, 2014, **47**(3): 2046−2051

11 Barton K L, Alleyne A G. A cross-coupled iterative learning control design for precision motion control. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2008, **16**(6): 1218−1231

12 Barton K L, Hoelzle D J, Alleyne A G, Johnson A J W. Cross-coupled iterative learning control of systems with dissimilar dynamics: design and implementation. *International Journal of Control*, 2011, **84**(7): 1223−1233

13 Li Xuan, Mo Hong, Li Shuang-Shuang, Wang Fei-Yue. Research progress on 3D printing technology process control problem. *Acta Automatica Sinica*, 2016, **42**(7): 983−1003
(李轩, 莫红, 李双双, 王飞跃. 3D 打印技术过程控制问题研究进展. 自动化学报, 2016, **42**(7): 983−1003)

14 Paul P C, Knoll A W, Holzner F, Despont S, Duerig U. Rapid turnaround scanning probe nanolithography. *Nanotechnology*, 2011, **22**(27): Article No. 275306

15 Tuma T, Sebastian A, Lygeros J, Pantazi A. The four pillars of nanopositioning for scanning probe microscopy: the position sensor, the scanning device, the feedback controller, and the reference trajectory. *IEEE Control Systems*, 2013, **33**(6): 68−85

16 Ma Li, Rong Wei-Bin, Sun Li-Ning, Gong Zhen-Bang. Micro operation robot for optical precise assembly. *Journal of Mechanical Engineering*, 2009, **45**(2): 280−287
(马立, 荣伟彬, 孙立宁, 龚振邦. 面向光学精密装配的微操作机器人. 机械工程学报, 2009, **45**(2): 280−287)

17 Koren Y, Lo C C. Variable-gain cross-coupling controller for contouring. *CIRP Annals-Manufacturing Technology*, 1991, **40**(1): 371−374

18 Koren Y, Lo C C. Advanced controllers for feed drives. *CIRP Annals-Manufacturing Technology*, 1992, **41**(2): 689−698

19 Yeh S S, Hsu P L. Estimation of the contouring error vector for the cross-coupled control design. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 2002, **7**(1): 44−51

20 Ouyang P R, Dam T. Position domain PD control: stability and comparison. In: Proceedings of the 2011 IEEE International Conference on Information and Automation (ICIA). Shenzhen, China: IEEE, 2011. 8−13

21 Ouyang P R, Pano V, Acob J. Position domain contour control for multi-DOF robotic system. *Mechatronics*, 2013, **23**(8): 1061−1071

22 Bristow D A, Tharayil M, Alleyne A G. A survey of iterative learning control. *IEEE Control Systems*, 2006, **26**(3): 96−114

23 Boeren F, Bareja A, Kok T, Oomen T. Unified ILC framework for repeating and varying tasks: a frequency domain approach with application to a wire-bonder. In: Proceedings of the 54th IEEE Annual Conference on Decision and Control (CDC). Osaka, Japan: IEEE, 2015. 6724−6729

24 Ahn H S, Chen Y Q, Moore K L. Iterative learning control: brief survey and categorization. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part C (Applications and Reviews)*, 2007, **37**(6): 1099−1121

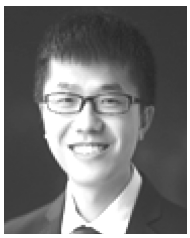
25 Shan Y F, Leang K K. Design and control for high-speed nanopositioning: serial-kinematic nanopositioners and repetitive control for nanofabrication. *IEEE Control Systems*, 2013, **33**(6): 86−105

26 Ramdani A, Said G, Youcef S. Application of predictive controller tuning and a comparison study in terms of PID controllers. *International Journal of Hydrogen Energy*, 2016, **41**(29): 12454−12464

27 Ang K H, Chong G, Li Y. PID control system analysis, design, and technology. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2005, **13**(4): 559−576

28 Garcia D, Karimi A, Longchamp R. PID controller design for multivariable systems using Gershgorin bands. In: Proceedings of the 16th IFAC World Congress. Prague, Czech Republic: IFAC, 2005.

29 Norrlöf M, Gunnarsson S. Time and frequency domain convergence properties in iterative learning control. *International Journal of Control*, 2002, **75**(14): 1114−1126



凌 杰 武汉大学动力与机械学院博士研究生. 主要研究方向为精密运动控制, 迭代学习控制, 微纳定位台设计与控制.
E-mail: jamesling@whu.edu.cn
(**LING Jie** Ph. D. candidate at the School of Power and Mechanical Engineering, Wuhan University. His research interest covers precise motion control, iterative learning control applications as well as design and control of nano-positioning systems.)

明 敏 武汉大学动力与机械学院博士研究生. 主要研究方向为压电陶瓷迟滞控制, 迭代学习控制, 微纳操作机器人.
E-mail: mingmin_whu@whu.edu.cn
(**MING Min** Ph. D. candidate at the School of Power and Mechanical Engineering, Wuhan University. Her research interest covers hysteresis control, iterative learning control, and nano-positioner.)

冯 朝 武汉大学动力与机械学院博士研究生. 主要研究方向为动控制, 迭代学习控制, 微纳操作机器人.
E-mail: fengzhaozhao7@whu.edu.cn
(**FENG Zhao** Ph. D. candidate at the School of Power and Mechanical Engineering, Wuhan University. His research interest covers vibration damping control, iterative learning control, nano-positioning and robotics.)

肖晓晖 武汉大学动力与机械学院教授. 2005 年获得华中科技大学机械工程博士学位. 主要研究方向为机器人学, 高精定位控制. 本文通信作者.
E-mail: xhxiao@whu.edu.cn
(**XIAO Xiao-Hui** Professor at the School of Power and Mechanical Engineering, Wuhan University. She received her Ph. D. degree in mechanical engineering from Huazhong University of Science and Technology in 2005. Her current research interest covers mobile robotics and high-precision positioning control. Corresponding author of this paper.)