[自控・检测]

DOI:10.3969/j. issn. 1005-2895. 2019. 03. 011

# 工业机器人非线性 PID 偏差耦合同步控制策略

孙瑞芳,张晓龙,谢晓全,梁文凯

(昆明理工大学 机械工程学院, 云南 昆明 650500)

摘 要:为了提升工业机器人系统的多轴同步控制精度,课题组将一种近似势能函数引入到设计的新型控制律中,提出一种新型的非线性 PID 偏差耦合同步控制策略,并基于 Lyapunov 稳定性理论和 LaSalle 不变性原理证明了所提出的控制算法可以保证闭环系统的全局渐近稳定。实验结果表明:新型的非线性 PID 偏差耦合同步控制策略与传统的线性 PID 控制策略和非线性 PID 控制策略相比较,系统的位置误差和同步误差收敛速度均明显加快,并且同步误差减小了 70%,达到同步要求的时间缩短了 80%,超调量降低,同步控制性能得到显著提高,有效的改善了工业机器人同步控制系统的协调性及动态品质。

关 键 词:工业机器人;同步控制;非线性 PID;偏差耦合;同步误差

中图分类号:TP273

文献标志码:A

文章编号:1005-2895(2019)03-0055-05

# Nonlinear PID Bias Coupling Synchronous Control Strategy for Industrial Robots

SUN Ruifang, ZHANG Xiaolong, XIE Xiaoquan, LIANG Wenkai

(Facuity of Mechanical and Electrical Engineering, Kunming University of Science and Technology, Kunming 650500, China)

Abstract: In order to improve the multi axis synchronous control accuracy of industrial robot system, a new nonlinear PID deviation coupling synchronization control strategy was proposed, an approximate potential function was introduced into the design of a new control law. Based on the Lyapunov stability theory and the LaSalle invariance principle, the closed loop system global asymptotically stable was proved. The experimental results show that the new nonlinear PID bias coupling synchronization control strategy is compared with the traditional linear PID control strategy and the nonlinear PID control strategy, the convergence speed of the system position error and synchronization error is accelerated, and the synchronization error is reduced by 70%, and the time required for synchronization is shortened by 80%. With the reduction of overshoot, the synchronization control performance is greatly improved, and the the coordination and dynamic quality of the synchronous control system of industrial robot are effectively improved.

**Keywords**: industrial robot; synchronous control; nonlinear PID; deviation coupling; synchronous error

工业机器人发展迅速,作为自动化的集大成者,在制造业升级换代的进程中扮演着十分重要的角色<sup>[1]</sup>。工业生产对机器人的精度要求越来越高,机器人的同步协调能力同样至关重要。故有效的降低同步误差,使系统获得良好的稳定性和动态品质<sup>[2]</sup>,是十分必要的。

目前应用较广的主令式同步[3]和主从参考式同步[4]方案虽然结构简单,容易实现,但在协调控制性

能上存在缺陷,而耦合控制有效地改善了协调控制性能,适合应用于一些同步要求较高的场合。1980 年 Koren 提出基于交叉耦合控制的同步方案,将误差反馈引入其中,并在两轴之间创建耦合关系,使各轴实现更好的同步运行,但研究只适用于双轴控制系统<sup>[5]</sup>。为解决这一问题,2003 年 Perez-Pinal 等提出偏差耦合控制策略,将系统中每一个单元的反馈信号与其他单元的反馈信号进行比较,每个轴得到的反馈信息作为

补偿传递到各轴的控制器中,则各轴与自身以及其它轴的运动情况相互影响,使得系统具有良好的同步控制性能,适用于多轴控制<sup>[6]</sup>。

传统的 PID 控制已无法满足工业机器人精确控制的要求。林辰龙等以模糊 PID 控制算法为核心的主从式与耦合式相结合的控制模型,开展双轴系统的同步控制研究<sup>[7]</sup>。赵崇良等在基于交叉耦合的控制结构上,采用神经网络与 PID 结合的控制方法,实现了对双轴的同步控制较好的误差跟踪能力和较快的收敛速度<sup>[8]</sup>。程文雅等将积分分离 PID 控制运用到耦合补偿控制回路,结合滑模控制律,有效实现了双轴间的同步协调运动<sup>[9]</sup>。

课题组将一种近似势能函数与非线性 PID 控制相结合,采用偏差耦合同步控制策略,与传统的 PID 控制相比,该控制策略误差收敛速度快,误差明显减小,使得工业机器人的同步控制效果显著提高。

# 1 系统动力学模型及特性分析

采用拉格朗日方程,并忽略非线性摩擦和外部扰动,多轴的机器人控制系统的动力学模型<sup>[10]</sup>可表示为:

$$M(q)\ddot{q} + C(q)\ddot{q} + G(q) = \tau_{\circ}$$
 (1)

式中: $q,\dot{q},\ddot{q}$ 分别为关节的位置、速度和加速度矢量;M(q)为对称正定惯性矩阵; $C(q,\dot{q})$ 为哥式力和离心力矩阵;G(q)为重力矢量; $\tau$ 为控制力矩矢量。

多轴机器人系统通常具备如下特性:

1)  $\forall q \in \mathfrak{R}^n$  惯性矩阵 M(q) 是对称正定的,即  $0 < \lambda_m(M) \le \|M(q)\| \le \lambda_M(M)$ 。 (2) 式中: $\lambda_m(M)$  和  $\lambda_M(M)$  为对称正定矩阵 M 的最小和

2) 哥式力和离心力矩阵  $C(q,\dot{q})$  满足:

最大特征值; ||M(q)|| 为 M(q) 矩阵范数。

$$C(\boldsymbol{q}, \boldsymbol{\xi})v = C(\boldsymbol{q}, v)\boldsymbol{\xi}, \forall \boldsymbol{q} \in \boldsymbol{\xi}, v, \mathcal{R}^n;$$
 (3)

 $0 < C_{\text{m}} \| \dot{q} \|^{2} \le \| C(q, \dot{q}) \| \le C_{\text{M}} \| \dot{q} \|^{2}$ 。 (4) 式中: $C_{\text{m}}$  和  $C_{\text{M}}$  为正常数; $\Re^{n}$  为 n 维实向量; $\xi, v$  为同维向量。

3)  $M(q) - 2C(q,\dot{q})$  为反对称矩阵,即  $\boldsymbol{\zeta}^{\mathrm{T}}[M(q) - 2C(q,\dot{q})]\boldsymbol{\zeta} = 0, \boldsymbol{\zeta} \in \mathfrak{R}^{n}. \tag{5}$ 

4) 对于指定的  $q_d$  与任意的 q 和 a > 0, 存在恒定对角 正定矩阵 A, 使如下两式成立:

$$U(\boldsymbol{q}) - U(\boldsymbol{q}_{d}) - \Delta \boldsymbol{q}^{T} \boldsymbol{G}(\boldsymbol{q}_{d}) + \frac{1}{2} \Delta \boldsymbol{q}^{T} \boldsymbol{A} \Delta \boldsymbol{q} \geqslant a \| \boldsymbol{q} \|^{2};$$
(6)

 $\Delta q^{\mathrm{T}}[G(q) - G(q_{\mathrm{d}})] + \Delta q^{\mathrm{T}} A \Delta q \geqslant a \| q \|^{2}$ 。 (7) 式中: $\Delta q$  为关节误差;U(q) 和  $U(q_{\mathrm{d}})$ 分别为实际和期 望的关节位置所引起的重力势能。

5) 重力矢量 
$$G(q)$$
有界,即 
$$\|G(q)\| \leq K_{s,o}$$
 (8)

式中: $K_{\alpha}$ 为正常数。

## 2 偏差耦合同步控制方案

偏差耦合同步方案扩展了交叉耦合方案中的耦合 关系,将系统中每一个单元的反馈信号与其他单元的 反馈信号进行比较,每个轴得到的反馈信息作为补偿 传递到各轴的控制器中,每个轴的运动状态能够根据 补偿动态变化,则各轴与自身以及其它轴的运动情况 相互影响,提高了系统的同步性能。以3轴为例<sup>[11]</sup>, 偏差耦合控制结构如图1所示。

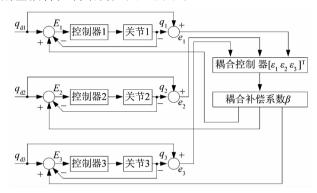


图 1 偏差耦合控制结构框图 Figure 1 Structural block diagram of

deviation coupling control

# 3 同步位置控制算法设计

#### 3.1 同步位置控制

多轴系统的位置控制问题为:对于系统给定期望位置  $q_d$ ,设计控制律  $\tau$ ,使位置误差和同步误差渐近收敛到零 $^{[12]}$ 。

定义位置误差矢量为实际位置 q 与期望位置  $q_d$  之差,即

$$e = q - q_{d \circ} \tag{9}$$

各轴的位置同步误差矢量定义该轴与其相邻两轴 的位置误差关系如下:

$$E_{1} = 2e_{1} - (e_{2} + e_{n}),$$

$$E_{2} = 2e_{2} - (e_{3} + e_{1}),$$

$$\vdots$$

$$E_{i} = 2e_{i} - (e_{i+1} + e_{i-1}),$$

$$\vdots$$

$$E_{n} = 2e_{n} - (e_{1} + e_{n-1})_{\circ}$$
(10)

式中: $e_i$  为第 i 个轴的位置误差; $E_i$  为第 i 个轴的位置同步误差。

若式(10)中同步误差均等于零,则可以达到  $e_1$  =  $e_2$  =  $\cdots$  =  $e_n$  的同步控制的目的。把式(10)改写成矩阵的形式为

$$\boldsymbol{E} = \boldsymbol{T}\boldsymbol{e}_{\,\circ} \tag{11}$$

即

$$\begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \\ \vdots \\ E_{n-1} \\ E_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 & -1 & 0 & \cdots & -1 \\ -1 & 2 & -1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & -1 & 2 & -1 \\ -1 & 0 & \cdots & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ \vdots \\ e_{n-1} \\ e_n \end{bmatrix}$$

式中:T为同步变换矩阵。

定义耦合误差

$$\boldsymbol{\varepsilon} = \boldsymbol{e} + \beta \boldsymbol{E}_{\circ} \tag{13}$$

把式(11)带入式(13)可得

$$\boldsymbol{\varepsilon} = (\boldsymbol{I} + \beta \boldsymbol{T}) \boldsymbol{e}_{\circ} \tag{14}$$

式中:I 为单位对角矩阵; $\beta$  为耦合误差系数。

当 $0 < \beta \le 1$  时, $\beta$  越大,同步控制作用越强。当 $e \rightarrow 0$ 和 $E \rightarrow 0$ ,则 $\epsilon \rightarrow 0$ ,说明可达到控制效果。

#### 3.2 控制律设计

传统多轴系统的线性 PID 控制律[13]有:

$$\boldsymbol{\tau} = -(\boldsymbol{K}_{p} + \boldsymbol{K}_{i}) \Delta \boldsymbol{q} - \boldsymbol{K}_{i} \int_{0}^{t} \Delta \boldsymbol{q}(\sigma) d\sigma - \boldsymbol{K}_{d} \dot{\boldsymbol{q}}_{o}(15)$$

式中: $K_p$ , $K_i$ , $K_d$ 分别为对角正定的比例、积分、微分增益矩阵; $\Delta q(\sigma)$ 为随时间变化的关节误差。

为了消除静差,减小系统超调量,避免系统产生较大震荡,并提高机器人的位置控制精度,引入近似势能函数:

$$Y(x) = \begin{cases} \frac{|x|^{\alpha+1}}{\alpha+1} + \frac{(\alpha-1)\delta^{\alpha+1}}{2(\alpha+1)}, & \delta < |x|; \\ \frac{\delta^{\alpha-1}x^2}{2}, & |x| \leq \delta_{\circ} \end{cases}$$
(16)

式中: $\alpha > 0, \delta > 0$  为设计参数。

式(16)对x 求导,可得到一类非线指数函数<sup>[14]</sup>:

$$y(x) = \begin{cases} |x|^{\alpha} \operatorname{sgn}(x), & \delta < |x|; \\ \delta^{\alpha-1} x, & |x| \leq \delta_{\circ} \end{cases}$$
 (17)

式中:sgn(x)为标准的符号函数。

对于式(16)和式(17)所示的非线性函数 Y(x)和 y(x),有如下引理:

①若 $x \neq 0$ ,则Y(x) > 0;若x = 0,则Y(x) = 0和Y(x) = 0。

②Y(x)连续可微,y(x)对于x 是单调增函数。

③对于  $x \neq 0$ ,存在正常数  $\kappa > 0$ ,使得下式成立

$$Y(x) \geqslant_{\kappa} \tan h^2(x) > 0_{\circ} \tag{18}$$

④对于  $x \neq 0$ ,存在正常数  $\kappa_1 > 0$ ,使得下式成立

$$\tan h(x)y(x) \geqslant_{\kappa_1} \tan h^2(x) > 0_{\circ}$$
 (19)

式中:tan h(x)为标准双曲正切函数。

基于公式(16)和(17)及其引理,设计非线性 PID 同步控制律为

$$\boldsymbol{\tau} = -\boldsymbol{K}_{p} y(\boldsymbol{e}) - \boldsymbol{K}_{i} \boldsymbol{e} - \boldsymbol{K}_{i} \int_{0}^{t} y(\boldsymbol{e}) dt - \boldsymbol{K}_{d} \dot{\boldsymbol{e}} - (\boldsymbol{I} + \boldsymbol{\beta} \boldsymbol{T})^{\mathrm{T}} \boldsymbol{K}_{o} \tan \boldsymbol{h}(\boldsymbol{\varepsilon}) \,_{o}$$
(20)

式中: K。为同步增益矩阵。

为书写简便,引入矢量:

$$\boldsymbol{h}(t) = \boldsymbol{e} + \boldsymbol{K}_{i} \int_{0}^{t} y[\boldsymbol{e}(\boldsymbol{\sigma})] d\boldsymbol{\sigma} + \boldsymbol{K}_{i}^{-1} \boldsymbol{G}(\boldsymbol{q}_{d})_{o} \quad (21)$$

式中: $e(\sigma)$ 为随时间变化的位置误差。

将式(20)和式(21)代入式(1),得到闭环系统方程:

$$M(q)\ddot{e} + C(q,\dot{q})\dot{e} + G(q) - G(q_d) + K_p y(e) + K_i h + K_d \dot{e} + (I + \beta T)^T K_e \tan h(\varepsilon) = 0$$
。 (22) 式中: $e,\dot{e},\ddot{e}$  分别为位置误差、速度误差和加速度误差 矢量。

该闭环系统方程的唯一静态平衡点为

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{e}^{\mathrm{T}} & \dot{\boldsymbol{e}}^{\mathrm{T}} & \boldsymbol{h}^{\mathrm{T}} & \boldsymbol{\varepsilon}^{\mathrm{T}} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} = 0 \in \mathcal{R}^{4n}$$

#### 3.3 全局渐近稳定性分析

对于式(20)控制下的闭环机器人系统式(22),可推出如下结论,即对于如式(1)所示的非线性机器人系统,即应用控制律式(20),并选择控制器的相应参数分别同时满足如下的不等式:

$$K_{p} > 2K^{-1}\lambda_{M}(M)I; \qquad (23)$$

$$U(q) - U(q_d) - e^{T}G(q_d) + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{n} k_{pi} Y(e_i) \ge$$

$$a \parallel \tan \boldsymbol{h}(\boldsymbol{e}) \parallel^2;$$
 (24)

$$y^{\mathrm{T}}[G(q) - G(q_{\mathrm{d}})] + y^{\mathrm{T}}(e)K_{\mathrm{p}}y(e) \geqslant$$

$$a \parallel \mathbf{y}(\mathbf{e}) \parallel^2; \tag{25}$$

$$\boldsymbol{K}_{A} > \delta_{1}^{\alpha_{1}-1} \boldsymbol{M}(\boldsymbol{q}) + \sqrt{n} \delta_{1}^{\alpha_{1}} C_{M} \boldsymbol{I}_{O}$$
 (26)

则该闭环系统是全局渐进稳定的,即  $t\to\infty$  时, $e\to0$ ,  $\dot{e}\to0$ 。

式中: $K = \text{diag}(\kappa_1, \dots, \kappa_n)$ ,由式(18)确定;a 为任意 足够小的正常数; $\delta_1$  和  $\alpha_1$  为每个关节的设计参数。

基于 Lyapunov 稳定性理论和 LaSalle 不变性原理<sup>[15]</sup>证明上述结论,为此提出 Lyapunov 函数:

$$V = \frac{1}{2}\dot{e}^{\mathrm{T}}M(q)\dot{e} + y^{\mathrm{T}}(e)M(q)\dot{e} + U(q) - U(q_{\mathrm{d}}) - U(q_{\mathrm{d}})$$

$$e^{\mathrm{T}}G(q_{\mathrm{d}}) + \sum_{i=1}^{n} (k_{\mathrm{p}i} + k_{\mathrm{d}i}) Y(e_{i}) + \frac{1}{2} h^{\mathrm{T}}K_{i}h +$$

$$\sum_{i=1}^{n} k_{si} + \ln \left(\cos \boldsymbol{\varepsilon}_{i}\right)_{\circ} \tag{27}$$

式中: $k_{pi}$ , $k_{di}$ , $k_{si}$ 分别为对角正定矩阵  $K_{p}$ , $K_{d}$ , $K_{s}$  的对角线元素。

运用式(2)和式(18)推导得出:

$$\frac{1}{4}\dot{e}^{T}M(q)\dot{e} + y^{T}(e)M(q)\dot{e} + \frac{1}{2}\sum_{i=1}^{n}k_{pi}Y(e_{i}) \geqslant$$

$$\frac{1}{2} \sum_{i=1}^{n} \left[ k_{pi} + \kappa_{i} \tan h^{2}(e_{i}) - 2\lambda_{m}(M) y^{2}(e_{i}) \right]_{o} (28)$$

式中: $\kappa_i$  为由正常数  $\kappa$  组成的对角正定矩阵的对角线元素:M 为对称正定矩阵。

将式(28)代入式(27),并运用式(23)和式(24), 可得对于任意的[ $e^{\mathsf{T}}$   $\dot{e}^{\mathsf{T}}$   $h^{\mathsf{T}}$   $\boldsymbol{\varepsilon}^{\mathsf{T}}$ ] $^{\mathsf{T}} \neq 0$ ,下式成立。

$$V \geqslant \frac{1}{4}\dot{e}^{\mathrm{T}}M(q)\dot{e} + a \parallel \tan h(e) \parallel^2 +$$

$$\sum_{i=1}^{n} k_{di} \mathbf{Y}(e_i) + \frac{1}{2} \mathbf{h}^{\mathsf{T}} \mathbf{K}_i \mathbf{h} + \sum_{i=1}^{n} k_{\varepsilon_i} \ln(\cos \varepsilon_i) > 0$$
(29)

式中: $\varepsilon_i$  为每个轴的耦合误差;h 为计算简便引入的 矢量。

即式(27)所选取的 Lyapunov 函数是关于  $e, \dot{e}, z, \varepsilon$  是正定的。并且,由式(16)可知,Y(i)和 ln  $(\cos \varepsilon_i)$  是径向无界函数,ln  $(\cos 0) = 0$ ,则所选取的 Lyapunov 函数是关于  $e, \dot{e}, z, \varepsilon$  是正则正定的。

式(27)对时间求导并将式(22)求得的  $M(q)\ddot{e}$  代人,利用式(5),可得

$$V = -\dot{e}^{\mathrm{T}} K_{\mathrm{d}} \dot{e} + \dot{y}^{\mathrm{T}} (e) M(q) \dot{e} + y^{\mathrm{T}} (e) M(q) \dot{e} - y^{\mathrm{T}} (e) C(q, \dot{q}) \dot{e} y^{\mathrm{T}} (e) [G(q) - G(q_{\mathrm{d}}) + K_{\mathrm{p}} y(e)] - y^{\mathrm{T}} (e) (I + \beta T)^{\mathrm{T}} K_{\varepsilon} \tan h(\varepsilon)_{\circ}$$
(30)

由式(4)和引理②可得

$$\mathbf{y}^{\mathrm{T}}(\mathbf{e}) C(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) \dot{\mathbf{e}} \leq \sqrt{n} \delta_{1}^{\alpha_{1}} C_{\mathrm{M}} \parallel \dot{\mathbf{e}} \parallel^{2}_{\circ}$$
 (31)

由式(2)和式(17)可得

$$\dot{\mathbf{y}}^{\mathrm{T}}(\mathbf{e})\mathbf{M}(\mathbf{q})\dot{\mathbf{e}} \leq \delta_{1}^{\alpha_{1}-1}\dot{\mathbf{e}}^{\mathrm{T}}\mathbf{M}(\mathbf{q})\dot{\mathbf{e}}_{\circ}$$
(32)

由式(14)得  $e = (I + \beta T)^{-1} \varepsilon$ .可知

$$e^{T}(I + \beta T)^{T}K_{\varepsilon} \tan h(\varepsilon) = \varepsilon^{T}(I + \beta T)^{-T}(I + \beta T)^{-T}$$

$$(\beta T)^{\mathrm{T}} K_{\varepsilon} \tan h(\varepsilon) = \varepsilon^{\mathrm{T}} K_{\varepsilon} \tan h(\varepsilon) \ge 0_{\circ}$$
 (33)

由式(19)可知 e, tan h(e), y(e) 同号,即

$$-\mathbf{y}^{\mathrm{T}}(\mathbf{e})(\mathbf{I} + \beta \mathbf{T})^{\mathrm{T}} \mathbf{K}_{\varepsilon} \tan \mathbf{h}(\varepsilon) \leq 0_{\circ}$$
 (34)

将式(32)和式(33)代入式(31)得

$$\dot{\mathbf{V}} \leqslant -\dot{\mathbf{e}}^{\mathrm{T}} \{ \mathbf{K}_{\mathrm{d}} - \left[ \delta_{1}^{\alpha_{1}-1} \mathbf{M}(\mathbf{q}) + \sqrt{n} \delta_{1}^{\alpha_{1}} C_{\mathrm{M}} \mathbf{I} \right] \} \dot{\mathbf{e}} - a \parallel \mathbf{y}(\mathbf{e}) \parallel^{2}_{\circ}$$
(35)

则由式(25)和式(26)与 a 为任意足够小的正常数,可得  $\dot{V} \le 0$ 。并且,  $\dot{V} = 0$  意味着  $\dot{e} = 0$  和 y(e) = 0。又由 y(e) = 0 可知 e = 0,则根据 LaSalle 不变性原理可

知,e = 0 和  $\dot{e} = 0$  为全局渐近稳定的平衡位置,故改进的非线性 PID 偏差耦合控制律可使系统全局渐进稳定。

### 4 仿真结果分析

课题组运用 MATLAB/Simulink 仿真分析,验证非线性 PID 偏差耦合控制算法对工业机器人同步控制的改进效果。设工业机器人 3 个关节的初始位置都为零,期望位置为  $\mathbf{q}_{\mathrm{d}} = \left[\frac{\pi}{4}, \frac{\pi}{3}, \frac{\pi}{2}\right]^{\mathrm{T}}$ 。经过仿真可得最佳参数分别为

$$\delta = 0.01$$
;  $\alpha = 0.5$ ;  $\beta = 0.5$ ;  $K_p = \text{diag } (25,25,25)$ ;  $K_i = \text{diag } (12,12,12)$ ;

$$\mathbf{K}_{d} = \text{diag} (12, 12, 12); \mathbf{K}_{c} = \text{diag} (20, 20, 20)$$

由图 2 可以看出,当取相同的控制参数时,线性 PID 控制算法、非线性 PID 控制算法和非线性 PID 耦 合同步控制算法,3 种算法的位置误差依次递减,同时 收敛速度依次递增。非线性 PID 耦合同步控制算法 作用下的位置误差收敛到零的时间更短。

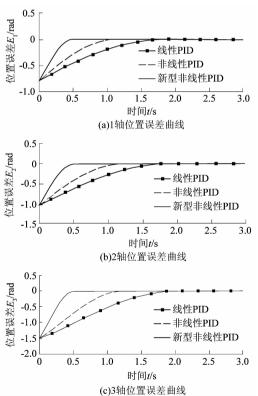


图 2 3 种控制算法的位置误差曲线 Figure 2 Position error curves of

three control algorithms

由图 3 可以直观的看出,当取相同的控制参数时, 非线性 PID 耦合同步控制算法相比于非线性 PID 控 制算法作用下的同步误差降低,同时收敛到零的时间 更短,系统超调量减小。

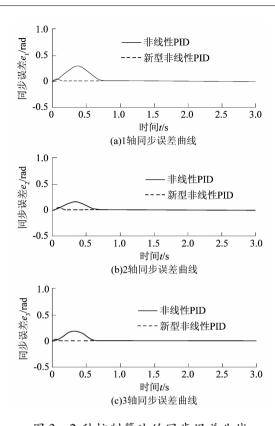


图 3 2 种控制算法的同步误差曲线 Figure 3 Synchronization error curves of two control algorithms

从表 1 和表 2 可以看出非线性 PID 耦合同步控制,同步误差降低 70%,系统的响应更快,控制器的调整时间缩短 80%,各关节同步性显著增强。

表 1 2 种控制算法的同步误差对比表 Table 1 Synchronization error comparison table of two control algorithms

控制算法 -	同步误差/rad		
	美节1	美节2	美节3
非线性 PID	0.28	0.16	0.20
新型非线性 PID	0.04	0.01	0.02

表 2 2 种控制算法的收敛时间对比表
Table 2 Convergence time comparison table of
two control algorithms

控制算法 -	收敛时间/s		
	美节1	美节2	关节3
非线性 PID	0.78	0.62	0.67
新型非线性 PID	0.14	0.22	0.11

#### 5 结语

课题组针对多轴工业机器人同步控制问题,在传统 PID 控制基础上,引入一种近似势能函数,与偏差耦

合控制相结合,课题组提出了改进的非线性 PID 偏差 耦合同步控制算法,通过 Lyapunov 稳定性理论和 LaSalle 不变性原理,验证了该算法的闭环系统全局渐 近稳定性。最后,以 3 轴机器人为例,进行仿真实验, 结果表明该算法作用下,位置误差和同步误差的收敛 时间以及同步误差值均大幅度减小,超调量降低,控制 系统的同步性能明显提高,更进一步的验证了所提出 的控制算法具有良好的控制品质。

#### 参考文献:

- [1] MAJIDI C. Soft robotics: a perspective-current trends and prospects for the future [J]. Soft Robotics, 2014, 1(1):5.
- [2] SUN Dong, TONG Mingchau. A synchronization approach for the minimization of contouring errors of CNC machine tools [J]. IEEE Transactions on Automation Science and Engineering, 2009, 6(4): 720.
- [3] VALENZUELA M A, LORENZ R D. Electronic line-shafting control for paper machine drives [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2001, 37(1):106-112.
- [4] SHIM H M, HONG J P, CHUNG S B, et al. Powered wheelchair controller based on master-slave control architecture industrial electronics [ J ]. IEEE International Symposium on Industrial Electronics Proceedings, 2001, 3:1553-1556.
- [5] KOREN Y. Cross-coupled biaxial computer control for manufacturing systems [J]. ASME Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control, 1980, 102 (4):1324-1330.
- [6] PEREZ-PINAL J, CALDERON C, ARAUJO-VARGAS I. Relative coupling strategy [C]//Proceeding of IEEE International Electric Machines and Drives Conference, Madison; IEEE, 2003; 1162 – 1166.
- [7] 林辰龙,褚卫华,刘念,等. 基于模糊 PID 的多类型轴同步运动控制技术研究[J]. 计算机测量与控制,2016,24(8):99-102.
- [8] 赵崇良,沈建新. 神经网络PID 控制器的双轴同步控制研究[J]. 机电一体化,2015,11(8):7-11.
- [9] 程文雅,罗亮,刘知贵. 基于多轴同步滑模控制的积分分离 PID 算法的研究[J]. 组合机床与自动化加工技术,2015(8):97-100.
- [10] 苏玉鑫. 非线性机器人系统控制理论[M]. 北京:科学出版社, 2008;30-31.
- [11] 储婷婷. 基于多轴耦合同步控制的机器人高精度轨迹跟踪方法研究[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学,2015:29.
- [12] 朱夫伟. 多轴系统高精度同步控制技术[D]. 西安: 西安电子科 技大学,2014:14.
- [13] KASAC J, NOVAKOVIC B, MAJETIC D, et al. Global positioning of robot mainpulators with mixed revolute and prismatic joints [J]. IEEE Trans Automatic Control, 2006, 51(6):1036.
- [14] SU Yuxin, SUN Dongoing, REN Lu, et al. Integration of saturated PI synchronous control and PD feedback for control of parallel manipulators [J]. IEEE Transactions on Robot, 2003, 22(1);204.
- [15] 李殿璞. 非线性系统分析与设计[M]. 北京:电子工业出版社, 2008:18-45.