

文章编号: 1001-0920(2002) 03-0287-05

基于泰勒级数拟合的机器人 模糊连续变增益 H_∞ 控制

虞忠伟, 陈辉堂

(同济大学 信息与控制工程系, 上海 200092)

摘要: 针对 n 关节刚性机器人, 提出一种新的保证在整个运动范围内始终具有良好动态性能的模糊连续变增益控制器的设计方法。首先结合变增益 H_∞ 理论和 LMI 方法, 运用泰勒级数拟合设计连续变增益 H_∞ 控制器, 使其适合系统状态变化快的对象; 然后引入模糊控制, 使控制器在误差较大时具有快速特性, 误差较小时具有良好阻尼特性, 从而使系统随状态变化始终具有很高的动态性能。仿真和实验结果验证了此控制器的有效性。

关键词: 机器人; 模糊连续变增益 H_∞ 控制; 泰勒级数拟合; 极点配置; 线性矩阵不等式(LMI)

中图分类号: TP 24

文献标识码: A

Fuzzy continuous gain scheduled H_∞ control based on Taylor series fitting for robotic manipulators

YU Zhong-wei, CHEN Hui-tang

(Department of Information and Control Engineering, Tongji University, Shanghai 200092, China)

Abstract: A new approach to the design of a fuzzy continuous gain scheduled H_∞ controller based on Taylor series fitting for n -joint rigid robotic manipulators, which guarantees satisfactory dynamic characteristics in the whole movement range, is presented. This scheme combines the gain scheduled H_∞ theory with LMI approach to design a continuous gain scheduled H_∞ controller, which is applicable to systems with fast state variations, with the use of Taylor series fitting. Fuzzy control is then incorporated so that the designed controller possesses the characteristics of a fast response for large errors and a well-damped response for small errors. The system thus always has a good dynamic performance

along with the variations of the system states. Simulations and experiments demonstrate the effectiveness of the designed controller.

Key words: robot; fuzzy continuous gain scheduled H_∞ control; Taylor series fitting; poles placement; linear matrix inequality(LMI)

1 引言

传统变增益控制^[1~3]是将非线性系统在不同运

动区域线性化,并在各区域内采取线性鲁棒控制方法设计状态反馈增益,控制器则不断检测系统状态,确定运动区域以利用相应的增益控制系统,其不足

收稿日期: 2001-04-10; 修回日期: 2001-06-18

作者简介: 虞忠伟(1973—),男,浙江杭州人,博士生,从事机器人控制与智能控制、变增益鲁棒控制等研究;陈辉堂(1933—),男,广东潮阳人,教授,博士生导师,从事机器人控制、智能控制等研究。

之处在于它只适合系统状态变化慢的对象。本文在泰勒级数拟合基础上提出一种连续变增益控制,使控制器在系统运动的整个变化范围内具有连续增益,因此不存在增益切换,克服了传统变增益控制的缺点。通过 H_∞ 综合技术解决了机器人在运动中存在的动态不确定和外部干扰问题。另外,引入模糊控制的思想,解决了在机器人关节阶跃响应中上升时间与超调之间存在的矛盾。最后通过在 H_∞ 设计中加入极点配置目标并取消大的闭环极点来阻止快速的控制器动态。

2 机器人模型及其线性化

具有 n 关节的刚性机器人动力学方程为

$$M(q)\ddot{q} + C(q, \dot{q})\dot{q} + g(q) = \tau \quad (1)$$

其中, $q \in R^n$ 为关节位置矢量, $M(q) \in R^{n \times n}$ 为惯性矩阵, $C(q, \dot{q})\dot{q} \in R^n$ 表示离心力与哥氏力项, $g(q) \in R^n$ 为重力项, $\tau \in R^n$ 是控制力矩。设 $X_1 = q, X_2 = \dot{q}, X = (X_1 \ X_2)^T$, 则式(1) 可用状态空间表示为

$$\dot{X} = F(X) + G(X)\tau \quad (2)$$

其中

$$F(X) = \begin{bmatrix} [0_{n \times n} \ I_{n \times n}]X \\ -M^{-1}(X)(C(X) + g(X)) \end{bmatrix}$$

$$G(X) = \begin{bmatrix} 0_{n \times 1} \\ M^{-1}(X) \end{bmatrix}$$

设 X_e 为系统的平衡状态, 即 $\dot{q}_e = 0, \ddot{q}_e = 0$, 此时 $\tau = g(X_e)$ 。式(2) 在平衡状态 X_e 雅可比线性化为

$$\dot{\tilde{X}} = A\tilde{X} + B\tilde{\tau} \quad (3)$$

其中

$$A = \frac{\partial}{\partial X}(F(X) + G(X)\tau)|_{X_e, \tau_e}, \quad B = G(X_e)$$

$$\hat{X} = X - X_e, \quad \hat{\tau} = \tau - \tau_e$$

3 具有极点配置的状态反馈 H_∞ 设计

设干扰项 $w(t) \in R^{k \times 1}$ 为模型误差、动态不确定和外部干扰引起的等价扰动, 性能指标 $Z(t) \in R^{k \times 1}$ 表示对于扰 $w(t)$ 的扰动抑制性能, 在平衡状态处, 设 $x = \hat{X}, u = \hat{\tau}$, 式(3) 可扩展为下列 LTI 系统

$$\dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + B_1w(t) + B_2u(t) \quad (4)$$

$$Z(t) = C_1\hat{x}(t) + D_{11}w(t) + D_{12}u(t) \quad (5)$$

系统(4)和(5) 在状态反馈控制 $u = Kx$ 下, 干扰 $w(t)$ 到输出 $Z(t)$ 的传函设为 $T_{wz}(s)$, 闭环 H_∞ 性能

能 $\gamma > 0$ 给定, 设计目标为: 闭环极点配置到一定的 LMI 稳定区域; 对任意扰动 $w \in L_2[0, +\infty)$, 闭环系统具有 H_∞ 性能 $\|T_{wz}\|_\infty < \gamma$, 即 $\int_0^\infty (x^T P x + u^T Q u) dt < \gamma^2 \int_0^\infty w^T w dt$, 其中 $P > 0, Q > 0$ 为加权矩阵。因此式(4) 和(5) 中的各系数矩阵为 $B_1 = \begin{bmatrix} 0_{n \times n} \\ I_n \end{bmatrix}, B_2 = B, C_1^T C_1 = P, D_{11} = 0_{k \times n}, D_{12}^T D_{12} = Q$ 。

为取得满意的动态性能, 本文要求闭环极点配置到图 1 所示的区域 $S(\alpha, r, \theta)$ 内, 以保证最小衰减速率 α 最小阻尼 $\xi = \cos\theta$ 和最大无阻尼自然频率 $\omega = r \sin\theta$ 在一定范围内。

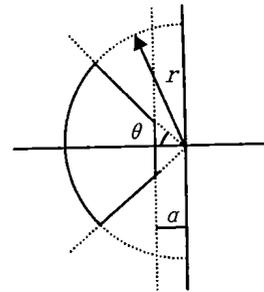


图 1 系统极点配置区域 $S(\alpha, r, \theta)$

定理 1 式(4) 和(5) 所示系统, 给定 $\gamma > 0$, 存在正定矩阵 Y 以及 $L = KY$, 满足不等式约束

$$AY + YA^T + B_2L + L^T B_2^T < (-2\alpha)Y \quad (6)$$

$$\begin{bmatrix} -rY & AY + B_2L \\ YA^T + L^T B_2^T & -rY \end{bmatrix} < 0 \quad (7)$$

$$\begin{bmatrix} I_{11} & I_{12} \\ I_{21} & I_{22} \end{bmatrix} < 0 \quad (8)$$

$$\begin{bmatrix} AY + YA^T + B_2L + L^T B_2^T & B_1 & YC_1^T + L^T D_{12}^T \\ B_1^T & -\gamma^2 & D_{11}^T \\ C_1Y + D_{12}L & D_{11} & -\gamma^2 \end{bmatrix} < 0 \quad (9)$$

其中

$$I_{11} = \sin\theta \cdot AY + Y(\sin\theta \cdot A)^T + (\sin\theta \cdot B_2)L + L^T(\sin\theta \cdot B_2)^T$$

$$I_{21} = \cos\theta \cdot AY - \cos\theta \cdot YA^T + \cos\theta B_2L - \cos\theta \cdot L^T B_2^T$$

$$I_{12} = I_{21}^T, \quad I_{22} = I_{11}$$

假设 (Y^*, L^*) 是上述不等式约束的可行解, 则状态反馈增益 $K^* = L^*(Y^*)^{-1}$ 不仅保证闭环系统具有 H_∞ 性能 γ , 而且保证闭环极点配置在所要求的范围内。

证明 假设 (A_d, B_d, C_d, D_d) 是 $T_{wz}(s)$ 的闭环实现, 对图 1 所示的极点配置区域 $S(\alpha, r, \theta)$, 根据文

献[4] 知其为LMI区域, 因而可得下列满足闭环极点配置要求的 LMIs

$$A_d Y_D + Y_D A_d^T + 2\alpha Y_D < 0 \quad (10)$$

$$\begin{bmatrix} -rY_D & A_d Y_D \\ Y_D A_d^T & -rY_D \end{bmatrix} < 0 \quad (11)$$

$$\begin{bmatrix} \sin\theta(A_d Y_D + Y_D A_d^T) & \cos\theta(A_d Y_D - Y_D A_d^T) \\ \cos\theta(Y_D A_d^T - A_d Y_D) & \sin\theta(A_d Y_D + Y_D A_d^T) \end{bmatrix} < 0 \quad (12)$$

由有界实引理^[5], 保证 H_∞ 性能 $T_{wz} < \gamma$ 的 LMI 为

$$\begin{bmatrix} A_d Y + Y A_d^T & B_d & Y C_d^T \\ B_d^T & -\gamma I & D_{cl}^T \\ C_d Y & D_d & -\gamma I \end{bmatrix} < 0 \quad (13)$$

由式(4), (5) 及 $u = Kx$, 可得 $A_d = A + B_2 K$, $B_d = B_1$, $C_d = C_1 + D_{12} K$, $D_d = D_{11}$ 。设 $Y = Y_D = Y > 0$, $L = KY$, 将上述各式代入(10) ~ (13) 后, 容易得出(6) ~ (9)。

4 连续变增益设计

连续变增益设计是系统运动区域被细分后, 取各运动区域顶点作为平衡点 q_e 线性化系统, 利用上节设计的满足 H_∞ 性能和极点配置要求的状态反馈增益, 再利用这些点作为泰勒级数展开式的点, 拟合在整个运动区域内拟合误差在规定范围内的满足增益要求的泰勒级数, 得到一个与系统运动点有关的连续增益函数。本文变增益矩阵取为机器人关节位置 $q = (q^1, q^2, \dots, q^n)^T$ 的函数。因为变增益矩阵中任一元素 $k(q)$ 总可以用一定阶数(设为 m 阶)的泰勒级数拟合为

$$\begin{aligned} k(q) = & k(q_0) + \sum_{i=1}^n \frac{\partial k}{\partial q_i} \Big|_{q=q_0} (q_i - q_{0i}) + \\ & \frac{1}{2!} \sum_{i,j=1}^n \frac{\partial^2 k}{\partial q_i \partial q_j} \Big|_{q=q_0} (q_i - q_{0i})(q_j - q_{0j}) + \\ & \dots + \frac{1}{m!} \sum_{i_1, \dots, i_m=1}^n \frac{\partial^m k}{\partial q_{i_1} \dots \partial q_{i_m}} \Big|_{q=q_0} (q_{i_1} - q_{0i_1}) \dots (q_{i_m} - q_{0i_m}) + O(\|q - q_0\|^m) \end{aligned} \quad (14)$$

利用 m 阶部分和, 式(14) 中 $k(q)$ 可表示为关于 q 的 m 阶多项式形式

$$k(q) \cong \sum_{l=1}^n \sum_{p=0}^m \Psi_{lp} q_l^{m-p} \quad (15)$$

$$\Psi_{lp} = \sum_{i=1}^n \Phi_{pij} q_i^{M-j} \quad (16)$$

其中, n 为机器人关节数, Φ_{pij} 是函数 $k(q)$ 在 q_0 的偏导数。因 $k(q)$ 是待拟合的函数, 所以 Φ_{pij} 在式(16) 中是待定系数, M 是式(16) 展开的项数。式(14) ~ (16) 表明, 通过泰勒级数拟合表示的满足 H_∞ 性能和极点配置要求的连续变增益函数 $k(q)$ 在设计时可利用多项式拟合方法得到。本文采用 MATLAB 多项式拟合函数 Polyfit, 即

$$k(q) = \text{Polyfit}(K_{ij}, q^e, m) \quad (17)$$

其中, q^e 是取定的各平衡点矢量, K_{ij} 是满足 H_∞ 性能和极点配置要求的与取定点 q_e 相应的增益矢量, Polyfit 是把所有 K_{ij} 拟合成关于 q 的阶数为 m 的多项式函数, 阶数的选取标准是使 $k(q)$ 在整个运动区域的拟合误差在规定范围内。本文拟合出的具有快速特性的连续增益矩阵设为 $K_{\text{FAST}}(q)$, 具有良好阻尼特性的连续增益矩阵设为 $K_{\text{SLOW}}(q)$ 。

5 模糊连续变增益设计

图 2 为机器人关节 i 的典型阶跃响应图, 其中 q_{id} 表示关节期望位置, q_i 表示关节实际位置, 两者的绝对误差为 $e_i = |q_{id} - q_i|$ 。在开始部分 e_i 较大, 应使用快速响应反馈增益 K_{FAST} ; 当 e_i 减小到一定范围 d 时, 系统需要良好的阻尼特性, 因此在这点应进行模糊切换并使用慢响应反馈增益 K_{SLOW} 。定义下列模糊规则集:

Rule1: 如果 e_i 为 BIG, 那么 K_i 为 FAST; Rule2: 如果 e_i 为 SMALL, 那么 K_i 为 SLOW。相应的隶属度

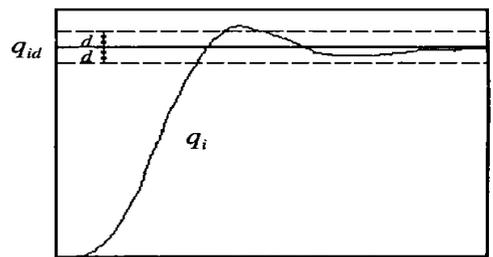


图 2 机器人关节 i 典型阶跃响应

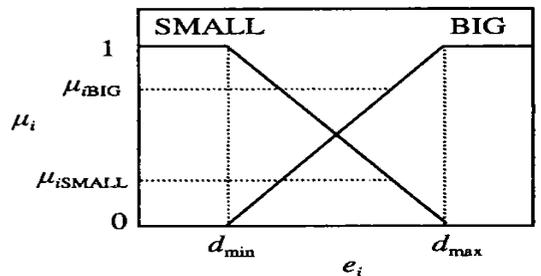


图 3 误差 e_i 的隶属度函数

函数选择为图 3 所示的单输入单输出型, 它只有两种规则, 所以 $\mu_{iFAST} = \mu_{iBIG}, \mu_{iSLOW} = \mu_{iSMALL}$, 同时必须满足 $\mu_{iBIG} + \mu_{iSMALL} = 1$, 而

$$\mu_{iBIG} = \begin{cases} 1, & e_i = d_{max} \\ \frac{e_i - d_{min}}{d_{max} - d_{min}}, & d_{min} < e_i < d_{max} \\ 0, & e_i = d_{min} \end{cases}$$

因此, 通过解模糊运算, 关节 i 的反馈增益为

$$K_{Fi} = \mu_{iFAST}K_{iFAST} + \mu_{iSLOW}K_{iSLOW} = \mu_{iBIG}K_{iFAST} + (1 - \mu_{iBIG})K_{iSLOW}$$

关节 i 的控制量为

$$w_i = K_{Fi}x_i = \mu_{iBIG}w_{iFAST} + (1 - \mu_{iBIG})w_{iSLOW}$$

其中

$$w_{iFAST} = K_{iFAST}x_i, \quad w_{iSLOW} = K_{iSLOW}x_i$$

为得到好的响应, 选取 d_{min} 和 d_{max} 必须合适。选取原则为: 1) 如果 d_{min} 太小, 那么模糊控制几乎不起作用, 因为 SLOW 控制器在控制量中作用非常小; 2) 切换区域($d_{max} - d_{min}$) 不应太小, 否则切换将会突然发生而导致系统中某些不希望的高阶动态特性; 3) d_{max} 不应选择过大, 否则 FAST 控制器快速优点将会丢失。

6 仿真和实验

对自制平面两关节直接驱动机器人进行仿真和实验, 其动力学方程为^[6]

$$\begin{bmatrix} a & b\cos(\theta_2 - \theta_1) \\ b\cos(\theta_2 - \theta_1) & c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot{\theta}_1 \\ \ddot{\theta}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -b\dot{\theta}_2^2\sin(\theta_2 - \theta_1) \\ b\dot{\theta}_1^2\sin(\theta_2 - \theta_1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tau_1 \\ \tau_2 \end{bmatrix} \quad (18)$$

其中 $a = 5.6794 \text{ kg} \cdot \text{m}^2, b = 1.4730 \text{ kg} \cdot \text{m}^2, c = 1.7985 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 。根据第 2 节, 在平衡点 $X_e = (\theta_e, \theta_{2e}, \dot{\theta}_e, \dot{\theta}_{2e})^T = (\theta_e, \theta_{2e}, 0, 0)^T, \tau_e = (0, 0)^T$, 式(18)可线性化并表示为式(3)的形式, 将 θ_1 和 θ_2 的运动范围 $[0, \pi]$ 和 $[-\pi/4, 3\pi/4]$ 分别 5 等分来取平衡点, 在各平衡点可得机器人线性化模型。性能加权矩阵根据性能指标对状态和控制输入各分量的依赖程度来选取, 这里选取 $P = \text{diag}\{2.25, 9, 1, 16\}, Q = \text{diag}\{1.44, 1.44\}$ 。因控制器的快速特性和良好阻尼特性可通过调整图 1 中 α 和 θ 的值来获得, 所以对应两种不同特性控制器, 系统的闭环极点分别配置在 $\alpha = 2, r = 3, \theta = 3\pi/8$ 和 $\alpha = 1, r = 3, \theta = \pi/8$ 的区域内。利用 MATLAB LMI Control Toolbox^[7] 分别得到最优 $\mathcal{Y}_{FAST} = 1.1099$ 和 $\mathcal{Y}_{SLOW} = 1.1090$, 可验证在各平衡点处系统闭环极点均在要求范围内。限于篇幅, 以 $K_{12FAST}(\theta_1, \theta_2)$ 为例加以说明, 在各平衡点处求得的 K_{12FAST} 的值如表 1 所示。由式(15)~(17), 利用多项式拟合技术来拟合满足要求的泰勒级数, 其最大拟合误差为 3%, 式

表 1 各平衡点处的 K_{12FAST} 值

θ_1	θ_2					
	$-\pi/4$	$-\pi/20$	$3\pi/20$	$7\pi/20$	$11\pi/20$	$3\pi/4$
0	8.452 0	11.805 8	10.650 2	5.426 5	- 1.869 9	- 8.452 0
$\pi/5$	1.869 9	8.452 0	11.805 8	10.650 2	5.426 5	- 1.869 9
$2\pi/5$	- 5.426 5	1.869 9	8.452 0	11.805 8	10.650 2	5.426 5
$3\pi/5$	- 10.650 2	- 5.426 5	1.869 9	8.452 0	11.805 8	10.650 2
$4\pi/5$	- 11.805 8	- 10.650 2	- 5.426 5	1.869 9	8.452 0	11.805 8
π	- 8.452 0	- 11.805 8	- 10.650 2	- 5.426 5	1.869 9	8.452 0

表 2 系数 α_j

	θ_1^0	θ_1^1	θ_1^2	θ_1^3	θ_1^4	θ_1^5
θ_1^0	- 0.000 826	0.006 447	0.002 586	- 0.068 596	- 0.014 505	0.135 991
θ_1^1	0.008 254	- 0.064 979	- 0.024 650	0.692 676	0.136 742	- 1.373 417
θ_1^2	- 0.029 009	0.251 696	0.015 220	- 2.666 175	- 0.043 302	5.283 974
θ_1^3	0.031 990	- 0.383 995	0.315 843	3.976 135	- 1.976 144	- 7.867 043
θ_1^4	0	0	0	0	0	0
θ_1^5	0.073 837	- 0.019 352	- 1.991 903	0.785 047	11.958 264	- 1.636 055
θ_1^6	- 0.064 887	0.568 365	0.019 450	- 6.033 215	0.011 189	11.956 144

(16) 中的 M 自动增加到 6 时拟合误差满足要求。因此, $K_{12FAST}(\theta_1, \theta_2)$ 可表示为

$$K_{12FAST}(\theta_1, \theta_2) = \sum_{i=0}^5 f_i(\theta_1) \theta_2^{5-i}$$

其中 $f_i(\theta_1) = \sum_{j=0}^6 c_{ij} \theta_1^{6-j}$, 系数 c_{ij} 如表 2 所示。

在设计模糊连续变增益控制器时, 遵照 d_{min} 和 d_{max} 的选取原则, 实际中经试验调整, 最后选 $d_{min} = 0.25, d_{max} = 0.35$ 。

6.1 仿真结果

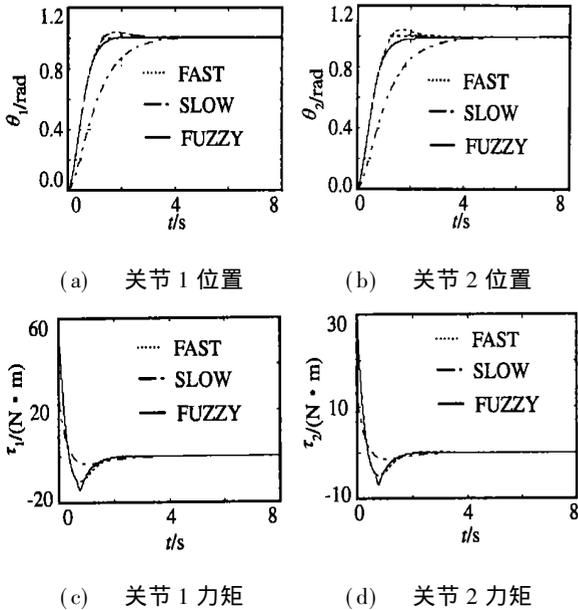


图 4 机器人阶跃响应

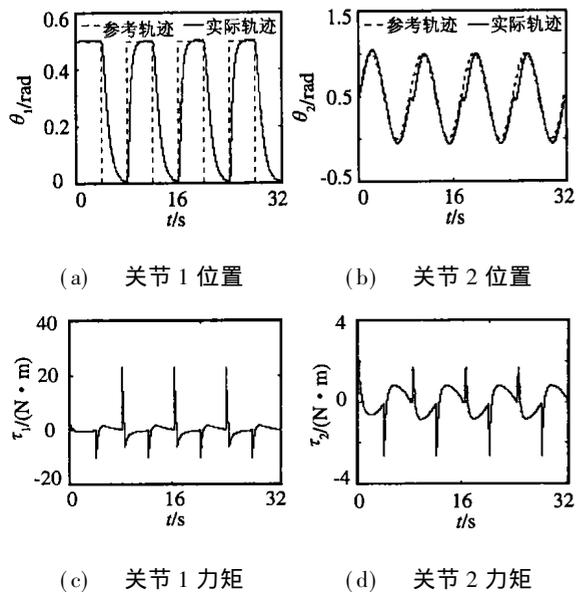


图 5 方波和正弦输入时仿真结果

图 4 为机器人的阶跃响应仿真, 开始时关节输出与在 $K_{FAST}(\theta_1, \theta_2)$ 控制器作用下相同, 具有快速上升时间, 当误差减小到一定值, 具有良好阻尼的 $K_{SLOW}(\theta_1, \theta_2)$ 控制器发挥主要作用, 使关节输出无超调无振荡调整到期望值, 因而兼有了 $K_{FAST}(\theta_1, \theta_2)$ 和 $K_{SLOW}(\theta_1, \theta_2)$ 两种控制器的优点, 改善了控制性能。

为验证系统在不同点的切换能力和系统的稳定性和动态性能, 关节 1 参考输入为频率 0.125 Hz 的方波, 关节 2 参考输入 $\theta_{2s} = 0.5 + 0.5\sin(0.25\pi t)$, 控制结果如图 5 所示。图 5(a) 表明在模糊连续变增益 H_∞ 控制器作用下, 系统在不同点具有很强的切换能力。图 5(b) 位置中出现的扭曲是由于臂 1 位置切换引起关节 2 负载的突然增加, 但它马上跟上了参考输入。图 5(c) 中的毛刺对应于方波输入边界, 图 5(d) 中的毛刺是由于关节 1 位置突然切换造成对关节 2 的巨大冲击。图 5 表明系统对快速变化的参考输入具有很强的跟踪能力。

6.2 实验结果

实验中让机器人末端以 0.50 m/s 的速度跟踪一直径为 0.50 m 的圆, 圆心坐标为 (0.4 m, 0.30 m), 记录关节误差并与传统变增益 PID 控制器比较, 结果如图 6 所示。在传统变增益 PID 控制器作用下, 关节 1 和 2 最大误差都为 0.1° 并存在明显微振, 而在本文控制器作用下, 关节 1 和 2 最大误差只有 0.04° 和 0.03°; 同时消除了微振现象, 取得了更好的控制效果。

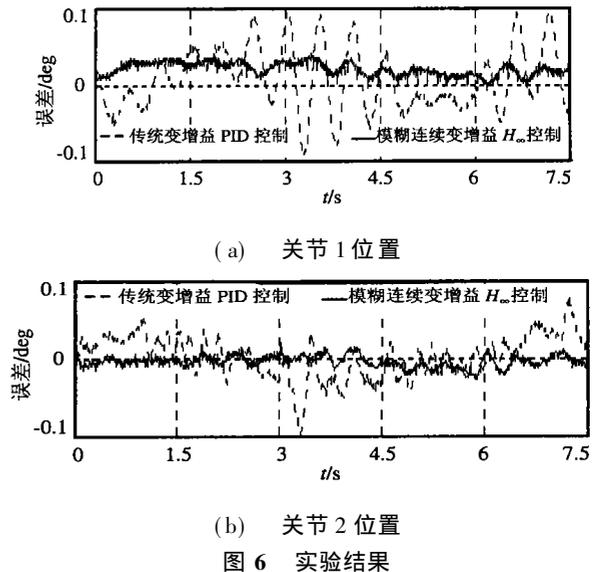


图 6 实验结果

(下转第 296 页)

件后的产量求平均值, 得出如图 4 所示的产量曲线。比较两种方法对加工零件产量的影响可以看到, 具有递阶强化学习的协作多智能体系统具有更好的调度效果。

6 结 语

采用递阶强化学习方法研究状态空间庞大的复杂系统的智能优化控制是一种比较有效的方法。具有离散动态特性的 AGV 调度系统需要实时动态的调度方法, 而具有 $MaxQ$ 递阶强化学习能力的多智能体通过高效的强化学习方法和协作, 可以实现 AGV 的实时调度。关于如何建立与高层子任务相应的抽象状态空间, 建立基于递阶强化学习的 AGV 调度仿真平台等问题, 还有待于进一步研究。

参考文献(References):

[1] T G Dietterich. Machine learning research: Four current directions[J]. Artificial Intelligence Magazine, 1997, 18(4): 97-136.

[2] C Claus, C Boutilier. The dynamics of reinforcement learning in cooperative multiagent systems[A]. Proc of the 10th AAAI[C]. Wisconsin: Madison, 1998. 746-752.

[3] L Kaelbling. Hierarchical reinforcement learning: Preliminary results[A]. Proc of the 10th ICML[C]. San Francisco: Morgan Kaufmann, 1993. 167-173.

[4] T Dietterich. The MAXQ method for hierarchical reinforcement learning[A]. Proc of the 15th ICML [C]. San Francisco: Morgan Kaufmann, 1998. 118-126.

[5] C J Watkins. Learning from delayed rewards [D]. Cambridge: Kings College, 1989.

[6] J Bartholdi, L Platzman. Decentralized control of affixed route automatic guided vehicle system[J]. IIE Transactions, 1989, 21(1): 76-81.

[7] J Lee. Composite dispatching rules for multiple-vehicle AGV system[J]. Simulation, 1996, 66(2): 121-130.

[8] C Klein, J Kim. AGV dispatching [J]. Int J of Production Research, 1996, 34(1): 95-100.

(上接第 291 页)

7 结 语

本文首先提出设计连续变增益 H 控制器的新方法。对应不同运动区域的线性化系统, 利用具有极点配置的状态反馈 H 技术, 设计了满足 H 性能和动态特性的状态反馈增益, 并通过泰勒级数展开拟合成与运动点有关的连续函数。随着系统状态的变化, 拟合成的增益函数可使控制器获得连续的增益, 克服了传统变增益控制器的不足, 使得所设计的控制器同样适合系统状态变化快的对象。

因为单纯连续变增益 H 控制器不能使其阶跃响应既具有快速特性又具有良好的阻尼特性, 所以本文又提出了模糊连续变增益 H 控制器, 通过模糊控制的引入, 使控制器在误差较大时具有快速特性而误差较小时又具有良好的阻尼特性, 从而使系统随状态变化始终具有很高的动态性能。在控制器设计中, 利用 LMI 技术得到了满足要求的解。仿真与实验验证了本文设计的模糊连续变增益 H 控制器的有效性和先进性。

参考文献(References):

[1] Shamma J S, Athans M. Analysis of nonlinear gain scheduled control systems [J]. IEEE Trans on Automatic Control, 1990, 35(8): 898-907.

[2] Shamma J S, Athans M. Gain scheduling: Potential hazards and possible remedies [J]. IEEE Control System Magazine, 1992, 12(3): 101-107.

[3] Jiang J. Optimal gain scheduling controller for a diesel engine [J]. IEEE Control System Magazine, 1994, 14(4): 42-48.

[4] Chilali M, Gahinet P, Apkarian P. Robust pole placement in LMI regions [J]. IEEE Trans on Automatic Control, 1999, 44(12): 2257-2269.

[5] Gahinet P, Apkarian P. A linear matrix inequality approach to H control [J]. Int J of Robust and Nonlinear Control, 1994, 4(3): 421-448.

[6] 虞忠伟, 陈辉堂. 基于滑模观测器的摩擦力自适应补偿方案[J]. 机器人(Robot), 1999, 21(7): 562-568.

[7] Gahinet P, Arkadii N, Laib A J, et al. The LMI control toolbox [A]. Proc of 33rd Conf on Decision and Control[C]. Florida, 1994. 2038-2041.