

DOI: 10.19344/j.cnki.issn1671-5276.2021.04.040

基于指令滤波的机械臂有限时间输出约束阻抗控制

李刚,于金鹏,刘加朋,于海生
(青岛大学 自动化学院,青岛 山东 266071)

摘要:提出一种基于指令滤波的机械臂有限时间输出约束阻抗控制方法。通过阻抗控制技术来解决机械臂与环境之间的相互作用,使机械臂跟踪期望轨迹。通过有限时间控制提高机械臂控制的响应速度,缩小跟踪误差,并引入障碍 Lyapunov 函数对机械臂末端输出状态进行约束。采用模糊自适应技术处理机械臂系统中的未知摩擦量和外部扰动量。仿真结果表明:该方法实现了对期望轨迹的有效跟踪控制,并且使机械臂输出状态都限制在预定义的约束空间中,具有更快的响应速度和更好的跟踪效果。

关键词:机械臂;阻抗控制;模糊自适应控制;有限时间控制;输出约束控制

中图分类号:TP241 **文献标志码:**A **文章编号:**1671-5276(2021)04-0150-06

Finite-time Output Constraint Impedance Control of Robotic Manipulator

LI Gang, YU Jinpeng, LIU Jiapeng, YU Haisheng

(School of Automation, Qingdao University, Qingdao 266071, China)

Abstract: A finite-time output constrained impedance control method for robotic manipulator based on command filtering is proposed, by which impedance control technology is used to solve the interaction between the robotic manipulator and the environment, so that the desired trajectory can be traced with the robotic manipulator. The finite-time control is adopted to improve the response speed and reduce the tracking error, and the barrier Lyapunov function is introduced to constrain the output state of the robotic manipulator. In addition, fuzzy adaptive technology is implemented to deal with the unknown friction and external disturbance in the robotic manipulator system. The simulation results show that the method can effectively track the desired trajectory, and the output state of the robotic manipulator is limited in the predefined constraint space, which have faster response speed and better tracking effect.

Keywords: robotic manipulator; impedance control; fuzzy adaptive control; finite-time control; output constraint

0 引言

近年来,机械臂技术的应用愈发普及,其结构越发复杂化、精密化。因此为确保该技术的安全性和合规性,迫切需要更高精度的力/位控制方法。机械臂力/位控制已经成为现今重要的科研方向。在这一领域,众多学者作了大量研究,并给出多种控制方法,例如力/位混合控制^[1]、阻抗控制^[2]等。其中阻抗控制作为解决力/位控制问题的重要方法,具有抗干扰能力强、计算量相对较少以及易于机械臂进行力控制等优点^[3],受到广泛关注。

运用于机械臂的阻抗控制技术发展迅速,HOGAN N 首先提出了阻抗控制器的设计方法^[4],使用阻抗控制理论来调节机器人末端执行器与环境作用力之间的相互作用,但并未实现对力的精度控制。乔兵等通过在机械臂中添加力传感器测得反馈力信号加以分析并与阻抗控制技术结合^[5],成功提高了对机械臂末端与未知环境表面接触时接触力的控制精度;姜力等通过在阻抗控制的基础上

加入模糊自适应控制技术,实现了在控制过程中通过模糊自适应技术^[6]持续调整阻抗参数,测试可实现最优控制的阻抗参数以产生更优秀的控制表现,并将滑模位置控制作为内环,提高了系统的鲁棒性^[7];LI P 等提出利用模糊自适应技术逼近未知的机械臂系统模型参数,并进行阻抗控制器的设计,此技术可以取得较好的力/位控制效果^[8],但在某些实际应用中,必须实现快速跟踪控制,上述方法往往不能满足条件。

为解决此问题,XUE C Q 等将有限时间控制技术加入模糊自适应阻抗控制中,使机械臂系统在有限时间内系统输出信号趋于期望信号,在加快响应速度的同时极大地提升了系统的动态性能^[9]。有限时间控制方法具有整定时间短、抗干扰能力强等优点,在实际应用中得到广泛应用。与非有限时间控制器相比,运用了有限时间控制技术的控制器能实现更优秀的鲁棒性和抗干扰性^[10]。但是机械臂在未知或复杂环境中运行时,必须保证机械臂输出状态都限制在给定的有界区间内,否则有可能使机械臂受损,文献^[9]所提出的机械臂控制方法并不能保证机械臂工作

基金项目: 国家自然科学基金项目(61573204);国家重点研发计划项目(2017YFB1303503);泰山学者工程专项经费资助项目(TSQN20161026)

第一作者简介:李刚(1996—),男,山东东营人,硕士研究生,研究方向为机器人与非线性系统的智能控制。

过程中的输出约束在有限区间内。

上述方法均采用反步法进行控制器设计,但在使用反步法设计控制器的过程中,虚拟控制律的反复求导提高了计算复杂性。为解决这个问题,本文引入了指令滤波误差补偿技术^[11],该技术通过补偿信号解决滤波误差问题,并降低控制器设计的复杂性。基于以上问题,本文将障碍 Lyapunov 函数^[12-15]以及有限时间控制方法与阻抗控制方法结合,提出了应用于机械臂的有限时间输出约束模糊自适应阻抗控制。

最后,由仿真结果证明了本文所设计的机械臂系统控制器的可行性及有效性。

1 机械臂数学模型及初步变换

机械臂动力学方程^[15]如下:

$$D(q)\ddot{q}+C(q,\dot{q})\dot{q}+G(q)=\tau-\tau_f-J^T\tau_d-J^T F_e \quad (1)$$

其中: $D(q) \in R^{n \times n}$ 是机械臂的惯性矩阵; $C(q,\dot{q}) \in R^{n \times n}$ 是机械臂的离心力和科里奥利力矩阵; $G(q) \in R^{n \times 1}$ 是机械臂的重力项向量; $\tau \in R^{n \times 1}$ 是机械臂的各关节转矩向量; $\tau_f \in R^{n \times 1}$ 是机械臂所受的摩擦力向量; $\tau_d \in R^{n \times 1}$ 是机械臂所受的外界干扰向量; $J \in R^{m \times n}$ 是机械臂的雅可比矩阵; $F_e \in R^{m \times 1}$ 是环境对机械臂末端施加的接触力; n 是机械臂的自由度。

机械臂的运动学方程^[16]如下:

$$\dot{x}=\varphi(q), \dot{x}=J(q)\dot{q}, \ddot{x}=J(q)\ddot{q}+\dot{J}(q)\dot{q}$$

通过以上关系式转换,可得

$$\dot{q}=J^{-1}(q)\dot{x}, \ddot{q}=J^{-1}(q)\ddot{x}-\dot{J}^{-1}(q)J^{-1}(q)\dot{x} \quad (2)$$

其中: $x \in R^{m \times 1}$ 是笛卡儿坐标系中机械臂末端的坐标, m 是机械臂运动空间的维度; $q \in R^{n \times 1}$ 是机械臂各关节的角度。

机械臂末端位置与末端力的阻抗控制关系式^[17]

$$F_e=M_d\ddot{E}+B_d\dot{E}+K_dE \quad (3)$$

其中: $E=x_d-x$, x_d 是命令轨迹; M_d 是机械臂期望惯性矩阵; B_d 是机械臂期望阻尼矩阵; K_d 是机械臂期望刚性矩阵。当机械臂末端在自由空间中运动时, $F_e=0$ 。

如果 x 精确地跟踪期望轨迹 $x_r \in R^{m \times 1}$,式(3)可以写成下式

$$F_e=M_d(\ddot{x}_d-\ddot{x}_r)+B_d(\dot{x}_d-\dot{x}_r)+K_d(x_d-x) \quad (4)$$

由式(4)中可以得知,若 x_d 、 M_d 、 B_d 、 K_d 已知,则可通过式(4)求出期望轨迹 x_r 。

将式(2)带入式(1)可得

$$D_x\ddot{x}+C_x\dot{x}+G_x=\tau_x-\tau_{fx}-\tau_d-F_e \quad (5)$$

式中:

$$\begin{cases} D_x=J^{-T}D(q)J^{-1}, G_x=J^{-T}G(q), \\ C_x=J^{-T}(C(q,\dot{q})-D(q)J^{-1}\dot{J})J^{-1}, \\ \tau_{fx}=J^{-T}\tau_f, \tau_x=J^{-T}\tau \end{cases}$$

为了方便表示,重新定义新的变量为:

$$\begin{cases} y=x_1=x \\ \dot{y}=x_2 \\ \ddot{y}=D_x^{-1}[\tau_x-\tau_{fx}-\tau_d-F_e-C_x x_2-G_x] \end{cases} \quad (6)$$

当机械臂在未知受限空间中工作时,机械臂的输出状态都应被限制在紧集 Ω_x 内,其中 $\Omega_x = \{ |x_{i1}| \leq k_{ci}, i=1, \dots, m \}$, k_{ci} 为正常数。控制目标是设计控制率 τ_x 使 x 跟踪期望轨迹 x_r ,同时,使机械臂控制系统的输出状态始终在给定的紧集 Ω_x 中。

引理1^[18-19]对于任意实数 $\lambda_1 > 0, \lambda_2 > 0$ 以及 $0 < \gamma < 1$,则有限时间稳定的扩展 Lyapunov 条件为

$$\dot{V}(x) < -\lambda_1 V(x) - \lambda_2 V^\gamma(x)$$

当满足上式时,系统半全局有限时间状态是稳定的。系统的收敛时间 T_s 可估计为

$$T_s = t_0 + \left[\frac{1}{\lambda_1(1-\gamma)} \right] \log \left[\frac{1}{\lambda_2} (\lambda_1 V^{1-\gamma}(t_0) + \lambda_2) \right]$$

引理2^[20]对于 $x_i \in R, i=1, 2, \dots, n, 0 < p \leq 1$ 下列不等式成立

$$\left(\sum_{i=1}^n |x_i| \right)^p \leq \sum_{i=1}^n |x_i|^p \leq n^{1-p} \left(\sum_{i=1}^n |x_i| \right)^p$$

引理3^[11]有限时间指令滤波形式为:

$$\begin{cases} \dot{\eta}_1 = \varpi_1 \\ \dot{\varpi}_1 = -R_1 \Pi \text{sig}(\eta_1 - \alpha_r) + \dot{\eta}_2 \\ \dot{\eta}_2 = -R_2 \text{sig}(\eta_2 - \varpi_1) \end{cases}$$

其中: $\Pi = \text{diag}(|\eta_{11} - \alpha_{r1}|^{1/2}, \dots, |\eta_{1n} - \alpha_{rn}|^{1/2})$; $\eta_1 = x_{1,c}$; $\eta_2 = x_{1,c}$; α_r 为滤波器的输入信号; η_1, η_2 为滤波器输出信号; R_1, R_2 为滤波器参数。若输入信号 α_r 满足 $|\alpha_r - \alpha_{r0}| \leq \beta$,则下列不等式成立

$$\begin{cases} |\eta_1 - \alpha_{r0}| \leq \omega_1 \beta = \Lambda_1 \\ |\varpi_1 - \dot{\alpha}_{r0}| \leq \psi_1 \beta^{1/2} = \Lambda_2 \end{cases}$$

式中 $\omega_1, \psi_1, \Lambda_1$ 和 Λ_2 均为正常数。若输入信号未受到噪声影响,可得 $\eta_1 = \alpha_{r0}$ 和 $\varpi_1 = \dot{\alpha}_{r0}$ 。

假设1:期望轨迹 $x_d(t)$ 及其一阶导数 $\dot{x}_d(t)$ 、二阶导数 $\ddot{x}_d(t)$ 是光滑,有界,且已知的。已知 $\|x_d\| \leq Y_0, \|\dot{x}_d\| \leq Y_1$,和 $\|\ddot{x}_d\| \leq Y_2$,其中 Y_0, Y_1 和 Y_2 是正常数。

假设2:未知扰动 τ_d 及其一阶导数 $\dot{\tau}_d$ 光滑,有界。

2 有限时间模糊自适应输出约束反步控制器设计

根据反步法原理定义误差变量如下:

$$z_1 = x_1 - x_r, z_2 = x_2 - x_{1,c}$$

其中: x_r 为期望轨迹; $x_{1,c}$ 为指令滤波器的输出信号。定义滤波误差补偿信号为 $\xi_i = z_i - v_i, i=1, 2$ 。

步骤1:选择第一个子系统的障碍 Lyapunov 函数如下:

$$V_1 = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^m \log \frac{k_{ai}^2}{k_{ai}^2 - v_{1i}^2} \quad (7)$$

定义 $k_a = [k_{a1}, \dots, k_{am}]^T$,对 V_1 求导得

$$\dot{V}_1 = \sum_{i=1}^m \frac{v_{1i}}{k_{ai}^2 - v_{1i}^2} \dot{v}_{1i} = \sum_{i=1}^m \frac{v_{1i}}{k_{ai}^2 - v_{1i}^2} (z_{2i} + x_{1,ci} - \dot{x}_1 - \dot{\xi}_{1i}) \quad (8)$$

选取虚拟控制律 α_1 和补偿信号 ξ_1 ,即

$$\alpha_1 = -K_1 z_1 + \dot{x}_d - H_1 K_{v1} \quad (9)$$

$$\dot{\xi}_1 = -K_1 \xi_1 + \xi_2 + (x_{1,c} - \alpha_1) - L_1 \text{sign}(\xi_1) \quad (10)$$

其中: $K_{v1} = \left[\frac{z_{11}^{2\gamma-1}}{(k_{a1}^2 - z_{11}^2)^{\gamma-1}}, \dots, \frac{z_{1m}^{2\gamma-1}}{(k_{am}^2 - z_{1m}^2)^{\gamma-1}} \right]^T$; 虚拟控制律

α_1 为滤波器输入;

$K_1 = \text{diag}[k_{11}, \dots, k_{1m}]$; $H_1 = \text{diag}[h_{11}, \dots, h_{1m}]$;

$L_1 = \text{diag}[l_{11}, \dots, l_{1m}]$ 均为正定矩阵。

将式(9)、式(10)带入式(8)可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 = & - \sum_{i=1}^m k_{1i} \left(\frac{v_{1i}^2}{k_{ai}^2 - v_{1i}^2} \right) - \sum_{i=1}^m h_{1i} \left(\frac{v_{1i}^2}{k_{ai}^2 - v_{1i}^2} \right)^\gamma + \\ & \sum_{i=1}^m \frac{v_{1i}^2}{k_{ai}^2 - v_{1i}^2} + \sum_{i=1}^m \frac{v_{1i} l_{1i}}{k_{ai}^2 - v_{1i}^2} \text{sign}(\xi_1) \end{aligned} \quad (11)$$

步骤2:选取第二个子系统的 Lyapunov 函数如下:

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} v_2^T v_2 + \frac{1}{2r} \bar{\theta}^2 \quad (12)$$

对 V_2 求导可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 = & \dot{V}_1 + v_2^T \dot{v}_2 + \frac{1}{r} \bar{\theta} \dot{\bar{\theta}} = - \sum_{i=1}^m k_{1i} \left(\frac{v_{1i}^2}{k_{ai}^2 - v_{1i}^2} \right) - \\ & \sum_{i=1}^m h_{1i} \left(\frac{v_{1i}^2}{k_{ai}^2 - v_{1i}^2} \right)^\gamma + \sum_{i=1}^m \frac{v_{1i}^2}{k_{ai}^2 - v_{1i}^2} + \\ & v_2^T [D_x^{-1}(\tau_x - \tau_{fx} - \tau_d - F_e - C_x x_2 - G_x) - \dot{x}_{1,c} - \dot{\xi}_2] + \\ & \frac{1}{r} \bar{\theta} \dot{\bar{\theta}} + \sum_{i=1}^m \frac{v_{1i} l_{1i}}{k_{ai}^2 - v_{1i}^2} \text{sign}(\xi_1) \end{aligned} \quad (13)$$

定义非线性函数 $f(Z) = -D_x^{-1}(\tau_{fx} + \tau_d) = [f_1(Z), f_2(Z), \dots, f_n(Z)]^T$, 其中 $Z = [x_1^T, x_2^T, x_{1,c}^T, \dot{v}_2^T]^T$, 根据万能逼近定理^[21], 对于任意小的常数 $\varepsilon_i > 0$ 总有模糊逻辑函数 $W_i^T S(Z)$, 使式 $f_i(Z) = W_i^T S(Z) + \delta_i(Z)$ 成立, 其中 $\delta_i(Z)$ 表示逼近误差, 并满足 $|\delta_i| \leq \varepsilon_i$ 。又因为 $v_2 = [v_{21}, \dots, v_{2m}]^T$, 则由杨氏不等式可知

$$\begin{aligned} v_2^T f(Z) = & v_{21} f_1(Z) + \dots + v_{2m} f_m(Z) \leq \\ & \sum_{i=1}^m \left[\frac{1}{2l^2} v_{2i}^2 \|W_i\|^2 S^T(Z) S(Z) + \frac{1}{2} \varepsilon_i^2 \right] + \frac{m}{2} l^2 + \frac{1}{2} v_2^T v_2 \end{aligned} \quad (14)$$

其中 l 为一个 >0 的常数。

定义 $\theta = \max\{\|w_1\|^2, \|w_2\|^2, \dots, \|w_m\|^2\}$, 估计误差 $\bar{\theta} = \theta - \hat{\theta}$, 式(14)可写成:

$$v_2^T f(Z) \leq \frac{1}{2l^2} v_2^T v_2 \theta S^T(Z) S(Z) + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^m \varepsilon_i^2 + \frac{m}{2} l^2 + \frac{1}{2} v_2^T v_2 \quad (15)$$

选取真实控制器 τ_x , 补偿信号 ξ_2 和自适应律 $\dot{\hat{\theta}}$, 即

$$\dot{\xi}_2 = -K_2 \xi_2 - L_2 \text{sign}(\xi_2) \quad (16)$$

$$\dot{\hat{\theta}} = -\frac{r}{2l^2} v_2^T v_2 S^T(Z) S(Z) - \sigma \hat{\theta} \quad (17)$$

$$\tau_x = D_x \left(-K_2 v_2 - H_2 v_{\kappa} + \dot{x}_{1,c} - A - \frac{1}{2l^2} z_2 \hat{\theta} S^T(Z) S(Z) - \frac{1}{2} v_2 \right) + F_e + G_x + C_x x_2 \quad (18)$$

其中: K_2, H_2, L_2, r, σ 均为正常数; $v_{\kappa} = [v_{21}^{2\gamma-1}, \dots, v_{2m}^{2\gamma-1}]^T$;

$$A = \begin{bmatrix} v_{11} & & v_{1m} \\ k_{a1}^2 - v_{11}^2 & & k_{am}^2 - v_{1m}^2 \end{bmatrix}^T$$

由引理2可以得出

$$v_2^T v_{\kappa} = [v_{21}, \dots, v_{2m}] [v_{21}^{2\gamma-1}, \dots, v_{2m}^{2\gamma-1}]^T =$$

$$v_{21}^{2\gamma} + v_{22}^{2\gamma} + \dots + v_{2m}^{2\gamma} \geq \left(\sum_{i=1}^m v_{2i}^2 \right)^\gamma = (v_2^T v_2)^\gamma \quad (19)$$

将式(15)-式(19)带入式(13), 可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 \leq & - \sum_{i=1}^m k_{1i} \left(\frac{v_{1i}^2}{k_{ai}^2 - v_{1i}^2} \right) - \sum_{i=1}^m h_{1i} \left(\frac{v_{1i}^2}{k_{ai}^2 - v_{1i}^2} \right)^\gamma - \\ & K_2 v_2^T v_2 - H_1 (v_2^T v_2)^\gamma - \frac{\sigma \bar{\theta} \hat{\theta}}{r} + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^m \varepsilon_i^2 + \\ & \sum_{i=1}^m \frac{v_{1i} l_{1i}}{k_{ai}^2 - v_{1i}^2} \text{sign}(\xi_1) + v_2^T L_2 \text{sign}(\xi_2) + \frac{m}{2} l^2 \end{aligned} \quad (20)$$

3 稳定性证明

由杨氏不等式可知

$$\bar{\theta} \hat{\theta} = \bar{\theta}(\theta - \bar{\theta}) \leq -\frac{3}{4} \bar{\theta}^2 + \theta^2 \quad (21)$$

$$\frac{l_{1i} v_{1i}}{k_{ai}^2 - v_{1i}^2} \text{sign}(\xi_1) \leq \frac{l_{1i} v_{1i}^2}{2(k_{ai}^2 - v_{1i}^2)} + \frac{m l_{1i}}{2(k_{ai}^2 - v_{1i}^2)} \quad (22)$$

$$L_2 v_2^T \text{sign}(\xi_2) \leq \frac{L_2}{2} v_2^T v_2 + \frac{m L_2}{2} \quad (23)$$

将式(21)-式(23)带入式(20), 可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 \leq & - \sum_{i=1}^m \left(k_{1i} - \frac{l_{1i}}{2} \right) \left(\frac{v_{1i}^2}{k_{ai}^2 - v_{1i}^2} \right) - \sum_{i=1}^m h_{1i} \left(\frac{v_{1i}^2}{k_{ai}^2 - v_{1i}^2} \right)^\gamma - \\ & \left(K_2 - \frac{L_2}{2} \right) v_2^T v_2 - H_1 (v_2^T v_2)^\gamma + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^m \varepsilon_i^2 + \frac{m}{2} (l^2 + L_2) + \\ & \sum_{i=1}^m \frac{m l_{1i}}{k_{ai}^2 - v_{1i}^2} - \frac{3\sigma \bar{\theta}^2}{4r} + \frac{\sigma \theta^2}{r} + \left(\frac{\sigma \bar{\theta}^2}{2r} \right)^\gamma - \left(\frac{\sigma \bar{\theta}^2}{2r} \right)^\gamma \end{aligned} \quad (24)$$

如果 $\frac{\sigma \bar{\theta}^2}{2r} \geq 1$, 可得 $\left(\frac{\sigma \bar{\theta}^2}{2r} \right)^\gamma - \frac{\sigma \bar{\theta}^2}{2r} + \frac{\sigma \theta^2}{2r} \leq \frac{\sigma \theta^2}{2r}$;

如果 $0 < \frac{\sigma \bar{\theta}^2}{2r} < 1$, 可得 $\left(\frac{\sigma \bar{\theta}^2}{2r} \right)^\gamma - \frac{\sigma \bar{\theta}^2}{2r} + \frac{\sigma \theta^2}{2r} \leq 1 + \frac{\sigma \theta^2}{2r}$ 。

综合上述两式, 可得

$$\left(\frac{\sigma \bar{\theta}^2}{2r} \right)^\gamma - \frac{\sigma \bar{\theta}^2}{2r} + \frac{\sigma \theta^2}{2r} \leq 1 + \frac{\sigma \theta^2}{2r} \quad (25)$$

以下结论已经被证明^[14]:

当满足条件 $|v_{1i}| \leq k_{ai}, 0 < \gamma \leq 1$ 时, 下列不等式成立:

$$\left(\log \frac{k_{ai}^2}{k_{ai}^2 - v_{1i}^2} \right)^\gamma \leq \left(\frac{v_{1i}^2}{k_{ai}^2 - v_{1i}^2} \right)^\gamma \quad (26)$$

将式(25)及式(26)代入式(24), 可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 \leq & - \sum_{i=1}^m \left(k_{1i} - \frac{l_{1i}}{2} \right) \left(\log \frac{k_{ai}^2}{k_{ai}^2 - v_{1i}^2} \right) - \\ & \left(K_2 - \frac{L_2}{2} \right) v_2^T v_2 - \sum_{i=1}^m h_{1i} \left(\log \frac{k_{ai}^2}{k_{ai}^2 - v_{1i}^2} \right)^\gamma - H_1 (v_2^T v_2)^\gamma - \\ & \frac{\sigma \bar{\theta}^2}{4r} - \left(\frac{\sigma \bar{\theta}^2}{2r} \right)^\gamma + \frac{m}{2} (l^2 + L_2) - \frac{\sigma \theta^2}{r} + \\ & \frac{1}{2} \sum_{i=1}^m \varepsilon_i^2 + \sum_{i=1}^m \frac{m l_{1i}}{k_{ai}^2 - v_{1i}^2} + 1 \leq -a V_2 - b V_2^\gamma + c \end{aligned} \quad (27)$$

其中:

$$a = \min \left\{ \min_{m=1, \dots, m} (2k_{li} - l_{li}), 2K_2 - L_2, \frac{\sigma}{2} \right\};$$

$$b = \min \left\{ \min_{i=1, \dots, m} 2^\gamma h_{li}, 2^\gamma H_2, \sigma^\gamma \right\};$$

$$c = \frac{m}{2} (l^2 + L_2) + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^m \varepsilon_i^2 + \sum_{i=1}^m \frac{ml_{li}}{k_{li}^2 - v_{li}^2} + \frac{\sigma \theta^2}{r} + 1.$$

将式(27)改写为

$$\dot{V}_2 \leq - \left(a - \frac{c}{2V_2} \right) V_2 - \left(b - \frac{c}{2} V_2^{-\gamma} \right) V_2^\gamma \quad (28)$$

由式(28)可知,可通过选取合适参数使 $a - \frac{c}{2V_2} > 0$, $b - \frac{c}{2} V_2^{-\gamma} > 0$.由引理1可知 $v_j (j=1, \dots, m)$ 以及 $\bar{\theta}$ 半全局有限时间渐进稳定,并将在有限时间 T_1 内分别收敛于域 $|v_{li}| \leq k_{ai} \sqrt{1 - e^{-2(\frac{2c}{b})^\frac{1}{\gamma}}}$ $< k_{ai}$, $v_2 \leq 2^{\frac{1}{2}} \left(\frac{2c}{b} \right)^{\frac{1}{2\gamma}}$, $|\bar{\theta}| \leq (2r)^{\frac{1}{2}} \left(\frac{2c}{b} \right)^{\frac{1}{2\gamma}}$.

由文献[11]可知,指令滤波补偿信号 $\xi_r (r=1, 2)$ 在有限时间 T_2 内收敛于域 $|\xi_r| \leq \max \left[\sqrt{c_0/a_0}, \sqrt{2(c_0/2b_0)} \right] = \vartheta$ 内,此处 $a_0 = \min \left\{ \min_{m=1, \dots, m} \left(k_{li} - \frac{1}{2} \right), K_2 \right\}$, $b_0 = \min \left\{ \min_{m=1, \dots, m} (2^{1/2} l_{li}), 2^{1/2} L_2 \right\}$, $c_0 = \frac{1}{2} \beta^2$.

由 $v_1 = z_1 - \xi_1$ 可知 $|z_{li}| \leq |v_{li}| + |\xi_{li}| \leq k_{ai} + \vartheta$.同理,因为 $z_1 = x_1 - x_r$,可知 $|x_1| \leq |z_1| + |x_r| \leq k_{ai} + \vartheta + Y_0 = k_{c1}$.根据以上分析,机械臂系统的输出状态变量 x 被约束于紧集 Ω_x 内,保证了机械臂的有限时间输出约束。

4 仿真结果分析

为了验证本文控制方案的有效性,以图1所示的垂直平面上的二自由度机械臂作为实验对象,机械臂工作在受限空间中,在 $x=0.8$ 处有一面墙壁。

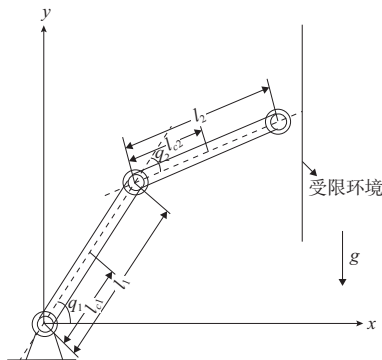


图1 二自由度机械臂机械模型

使用 MATLAB 对本文所提出的控制方法进行仿真分析。将本文所提出的有限时间输出约束阻抗控制 (FTOCIC) 方法与未考虑有限时间控制和输出状态约束的模糊自适应指令滤波阻抗控制方法进行仿真比较,由式(6)可知仿真实验的旋转关节二自由度机械臂系统模型为:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = D_x^{-1} [\tau_x - \tau_{fx} - \tau_d - F_e - C_x x_2 - G_x] \end{cases}$$

其中 $x_1 = [x_{1,1}, x_{1,2}]^T$, $x_{1,1}, x_{1,2}$ 分别表示二自由度机械臂末端在笛卡儿坐标系 x, y 轴上的位置。

二自由度机械臂的惯性矩阵 $D(q)$, 科里奥利力与离心力矩阵 $C(q, \dot{q})$, 重力项矩阵 $G(q)$ 以及雅可比矩阵 J 的定义如下:

$$J = \begin{bmatrix} -(l_1 \sin q_1 + l_2 \sin(q_1 + q_2)) & -l_2 \sin(q_1 + q_2) \\ l_1 \cos q_1 + l_2 \cos(q_1 + q_2) & l_2 \cos(q_1 + q_2) \end{bmatrix}$$

$$D(q) = \begin{bmatrix} m_1 l_{c1}^2 + m_2 l_1^2 + l_{c2}^2 + 2l_1 l_{c2} \cos q_2 + I_1 + I_2 & m_2 (l_{c2}^2 + l_1 l_{c2} \cos q_2) + I_2 \\ m_2 (l_{c2}^2 + l_1 l_{c2} \cos q_2) + I_2 & m_2 l_{c2}^2 + I_2 \end{bmatrix}$$

$$C(q, \dot{q}) = \begin{bmatrix} -m_2 l_1 l_{c2} \dot{q}_2 \sin q_2 & -m_2 l_1 l_{c2} (\dot{q}_1 + \dot{q}_2) \sin q_2 \\ m_2 l_1 l_{c2} \dot{q}_1 \sin q_2 & 0 \end{bmatrix}$$

$$G(q) = \begin{bmatrix} (m_1 l_{c2} + m_2 l_{c1}) g \cos q_1 + m_2 l_{c2} g (\dot{q}_1 + \dot{q}_2) \sin q_2 \\ m_2 l_{c2} g \cos(q_1 + q_2) \end{bmatrix}$$

其中: q_i 表示机械臂的第 i 关节角度; m_i 和 l_i 分别为机械臂的第 i 节连杆的质量和长度; l_{ci} 为机械臂的第 $i-1$ 关节到 i 节连杆质心的距离; I_i 为关节 i 基于坐标轴穿过关节的质心的转动惯量 ($i=1, 2$)。

二自由度机械臂的参数见表1。机械臂初始参数为 $x_1 = [0.502, 0.702]^T$, $x_2 = [0, 0]^T$, 滤波补偿信号的初始值为 $\xi_1 = [0, 0]^T$, $\xi_2 = [0, 0]^T$ 。

选取二自由度机械臂末端的命令轨迹为 $x_d = [0.7 + 0.2 \cos(t), 0.7 + 0.2 \sin(t)]^T$ 。选取机械臂所受摩擦力 $\tau_{fx} = [0.1 \dot{q}_1, 0.1 \dot{q}_2]^T$, 选取机械臂所受干扰向量 $\tau_d = [\sin(t) \cos(t) + \sin(t) + 0.5, 2 \sin(t) \cos(t) + \cos(t) + 1]^T$ 。选择 $t \in [0, 20]$ 。

表1 二自由度机械臂参数

参数	描述	数值
m_1/kg	连杆1的质量	2.00
m_2/kg	连杆2的质量	0.85
l_1/m	连杆1的长度	1.00
l_2/m	连杆2的长度	0.80
$I_1/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	连杆1转动惯量	0.500
$I_2/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	连杆2转动惯量	0.136

对于二自由度机械臂模糊自适应指令滤波阻抗控制法,控制规律选取 $k_1 = 20, k_2 = 560, r = 1, l = 1, \sigma = 0.1$ 。

对于二自由度机械臂模糊自适应有限时间输出约束指令滤波阻抗控制法,控制参数选取 $K_1 = \text{diag}[20, 20]$, $H_1 = \text{diag}[0.1, 0.1]$, $H_2 = 2$, $L_1 = \text{diag}[0.01, 0.01]$, $L_2 = 2$, $K_2 = 560, k_a = [0.005, 0.005]^T$, $r = 1, l = 1, \sigma = 0.1, \gamma = 0.6$, $R_1 = 20, R_2 = 0.6$ 。

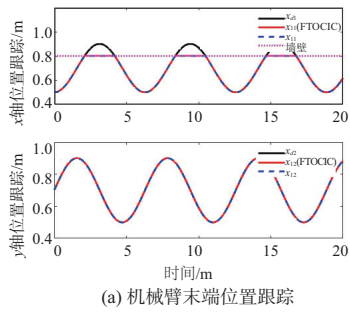
该二自由度机械臂的期待阻抗参数为 $M_d = 2I, B_d = \text{diag}[20, 20], K_d = \text{diag}[50, 50]$, 模糊逻辑系统选择模糊集为

$$S_j(z) = \exp[(z_j + s)/4]$$

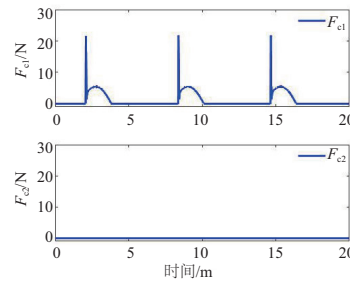
其中: $j=1, 2, 3, 4; s=-3, -2, -1, 0, 1, 2, 3$ 。

仿真结果如图2-图5所示。图2是本文提出的控制

方法与对比控制方法机械臂末端位置跟踪曲线图以及外界环境对机械臂末端施加接触力曲线图。由图 2 可知本文所提控制方法可有效使机械臂末端跟踪期望轨迹。图 3 是本文提出控制方法与对比控制方法的跟踪误差比较图以及误差变量 v_1 变化曲线比较图。由图 3 可知,本文所提控制方法有效地提高了系统的响应速度,减小位置跟踪误差,并且使误差变量 v_1 始终位于给定有界区间内。图 4 为本文提出的控制方法与对比控制方法的机械臂末端速度跟踪误差比较图以及误差变量 v_2 变化曲线比较图。图 5 为本文提出的控制方法与对比控制方法的真实控制律 τ_x 的曲线图。

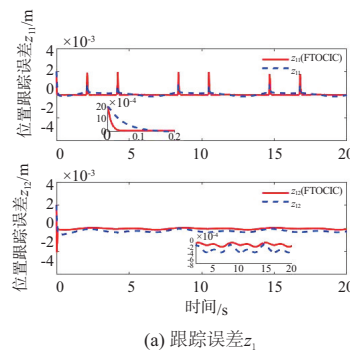


(a) 机械臂末端位置跟踪

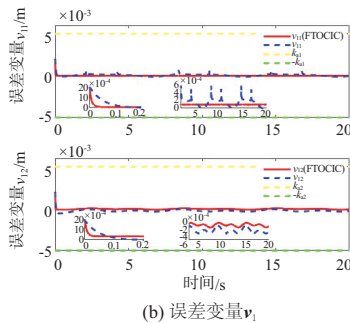


(b) 机械臂末端接触力

图 2 机械臂末端位置与接触力

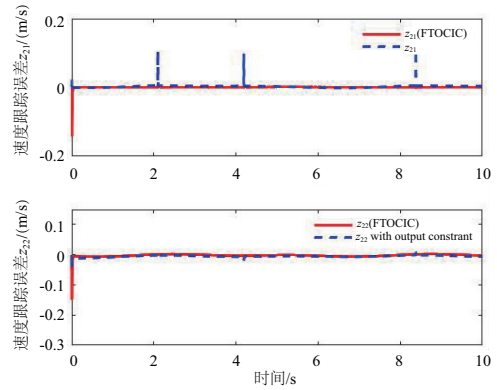


(a) 跟踪误差 z_1

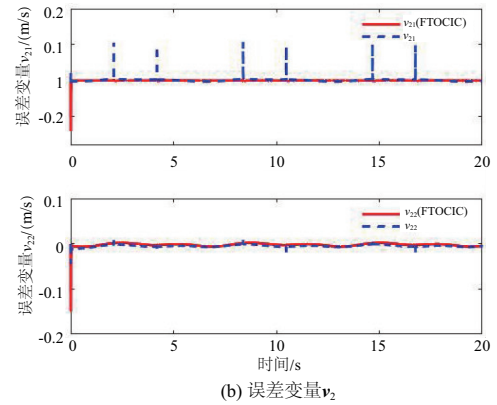


(b) 误差变量 v_1

图 3 跟踪误差 z_1 与误差变量 v_1

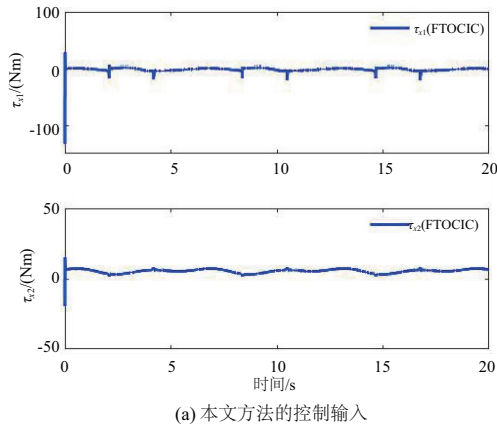


(a) 跟踪误差 z_2

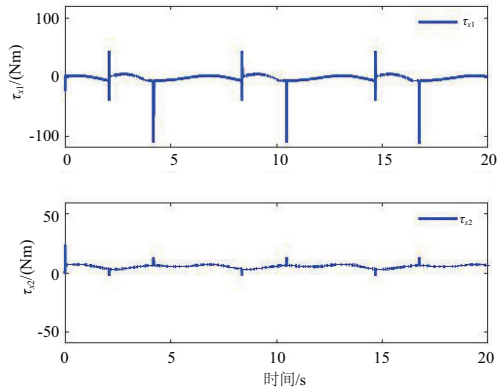


(b) 误差变量 v_2

图 4 跟踪误差 z_2 与误差变量 v_2



(a) 本文方法的控制输入



(b) 对比方法的控制输入

图 5 控制输入 τ_x

5 结语

针对机械臂系统在受限空间中的跟踪控制问题,本文提出的基于指令滤波的有限时间输出约束模糊自适应阻抗控制方法,实现了对期望轨迹的有效跟踪控制,并且使机械臂输出状态都限制在预定义的约束空间中,具有更快的响应速度和更小的跟踪误差。本文所提控制方法与现有控制方法相比,能实现更少的响应时间以及更好的跟踪效果,将机械臂输出约束于给定的有界区间之中,保证了机械臂运行过程中的安全性。仿真实验的结果对比验证了本文所提控制方法的有效性。

参考文献:

- [1] BAIGZADEHNOE B, RAHMANI Z, KHOSRAVI A, et al. On position/force tracking control problem of cooperative robot manipulators using adaptive fuzzy backstepping approach [J]. ISA Transactions, 2017, 70:432-446.
- [2] JUNG S, HSIA T C, BONITZ R G. Force tracking impedance control of robot manipulators under unknown environment [J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2004, 12(3):474-483.
- [3] 李杰,韦庆,常文森,等.基于阻抗控制的自适应力跟踪方法[J].机器人,1999,21(1):23-29.
- [4] HOGAN N. Impedance control:an approach to manipulation:part II—implementation [J]. Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control, 1985, 107(1):8-16.
- [5] 乔兵,吴洪涛,朱剑英,等.面向位控机器人的力/位混合控制[J].机器人,1999,21(3):217-222.
- [6] 战强,周熙.基于改进模糊PID机械手控制研究[J].机械制造与自动化,2018,47(2):160-163.
- [7] 姜力,蔡鹤皋,刘宏.基于滑模位置控制的机器人灵巧手模糊自适应阻抗控制[J].控制与决策,2001,16(5):612-616.
- [8] LI P, GE S S, WANG C. Impedance control for human-robot interaction with an adaptive fuzzy approach [C]//2017 29th Chinese Control and Decision Conference (CCDC). Chongqing: IEEE, 2017:5889-5894.
- [9] XUE C Q, YU X B, HE W, et al. Finite-time neural impedance control for an uncertain robotic manipulator [C]//2019 34rd Youth Academic Annual Conference of Chinese Association of Automation (YAC). Jinzhou: IEEE, 2019:42-46.
- [10] YANG X T, YU J P, WANG Q G, et al. Adaptive fuzzy finite-time command filtered tracking control for permanent magnet synchronous motors [J]. Neurocomputing, 2019, 337:110-119.
- [11] 林高荣,刘加朋,于金鹏.基于有限时间命令滤波机械臂的阻抗控制[J].自动化与仪表,2020,35(10):35-42.
- [12] LIU Y J, LI D J, TONG S C. Adaptive output feedback control for a class of nonlinear systems with full-state constraints [J]. International Journal of Control, 2014, 87(2):281-290.
- [13] FU C, YU J P, ZHAO L, et al. Barrier Lyapunov function-based adaptive fuzzy control for induction motors with iron losses and full state constraints [J]. Neurocomputing, 2018, 287:208-220.
- [14] REN B B, GE S S, TEE K P, et al. Adaptive neural control for output feedback nonlinear systems using a barrier Lyapunov function [J]. IEEE Transactions on Neural Networks, 2010, 21(8):1339-1345.
- [15] LIU Y J, TONG S C. Barrier Lyapunov Functions - based adaptive control for a class of nonlinear pure-feedback systems with full state constraints [J]. Automatica, 2016, 64:70-75.
- [16] 陈明金,李树荣,曹乾磊.时滞柔性关节机械臂自适应位置/力控制[J].控制理论与应用,2015,32(2):217-223.
- [17] HE W, DONG Y T, SUN C Y. Adaptive neural impedance control of a robotic manipulator with input saturation [J]. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems, 2016, 46(3):334-344.
- [18] YU S H, YU X H, SHIRINZADEH B, et al. Continuous finite-time control for robotic manipulators with terminal sliding mode [J]. Automatica, 2005, 41(11):1957-1964.
- [19] ZHU Z, XIA Y Q, FU M Y. Attitude stabilization of rigid spacecraft with finite-time convergence [J]. International Journal of Robust and Nonlinear Control, 2011, 21(6):686-702.
- [20] WANG F, CHEN B, LIN C, et al. Adaptive neural network finite-time output feedback control of quantized nonlinear systems [J]. IEEE Transactions on Cybernetics, 2018, 48(6):1839-1848.
- [21] 于金鹏,于海生,林崇.考虑铁损的异步电动机模糊自适应命令滤波反步控制 [J]. 控制与决策, 2016, 31(12):2189-2194.

收稿日期:2020-08-03