第 41 卷 第 5 期
2020 年 5 月

仪 器 仪 表 学 报
Chinese Journal of Scientific Instrument

Vol. 41 No. 5
May 2020

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2006133

基于惯量估计的工业机器人关节伺服系统变增益自抗扰控制*

姜 伟,裘锦霄,郑 颖,裘信国,朱 刚

(浙江工业大学 特种装备制造与先进加工技术教育部重点实验室 杭州 310014)

摘 要:针对工业机器人关节伺服系统存在时变负载和模型不确定性问题,提出了基于惯量估计的变增益自抗扰控制策略。首先,建立了关节伺服系统数学模型,并通过频域分析,得到了关节伺服系统二阶状态方程。为了削弱扰动和不确定参数的影响,设计了线性扩张状态观测器,利用自适应的方法估计惯量,同时结合鲁棒和滑模控制以保持系统稳定性,并对该控制策略进行了仿真和实验研究。实验结果表明,在该控制策略下,电机端正弦信号跟踪误差小于 0.2 rad,在负载扰动下位置误差小于 0.03 rad,较之单一自抗扰控制误差大约减小了 40%,具有较强的抗扰动性,提高了关节伺服系统的控制精度和动态性能。

关键词: 机器人关节伺服系统;线性扩张状态观测器;扰动补偿;变控制通道增益

中图分类号: TP24 TM341 TH69 **文献标识码**: A **国家标准学科分类代码**: 510.8050

Active disturbance rejection control with variable gain for joint servomechanism of industrial robot based on inertia estimation

Jiang Wei, Qiu Jinxiao, Zheng Ying, Qiu Xinguo, Zhu Gang

(*Key Laboratory of Special Purpose Equipment and Advanced Manufacturing Technology, Ministry of Education, Zhejiang University of Technology, Hangzhou 310014, China*)

Abstract: Aiming at the problems of the time-varying load and model uncertainties in industrial robot joint servo system, a variable-gain adaptive disturbance rejection control strategy based on inertia estimation is proposed in this paper. First of all, the mathematical model of joint servo system is established. The second order state equation of joint servo system is obtained through frequency domain analysis. In order to reduce the influence of disturbance and uncertain parameters, the linear extended state observer is designed and the adaptive method is used to estimate the moment of inertia. At the same time, robust and sliding mode control are combined to keep the system stability. The relevant simulation and experiment research on the proposed control strategy were carried out. The experiment results show under this control strategy, the tracking error of the sinusoidal signal at the motor end is less than 0.2 rad, and the position error under load disturbance is less than 0.03 rad, which is reduced by about 40% compared with that for single adaptive disturbance rejection control. This controller has strong anti-interference performance, which improves the control accuracy and dynamic performance of joint servo system.

Keywords: robot joint servo system; linear extended state observer; disturbance compensation; variable control channel gain

0 引 言

关节伺服系统是工业机器人重要的驱动元件,是控制的基本单元,直接影响其性能。工业机器人广泛应用于焊接、装配、加工等制造业高精度作业场合,这要求关节伺服系统具有高精度、快速响应和强抗扰等控制性能。但关节伺服系统存在非线性时变负载、参数摄动等系统不确定性,是实现高性能控制的主要障碍,传统 PID 控制往往无法满足其控制性能要求[1]。因此,研究关节伺服系统抗扰动控制策略,对提高工业机器人的跟踪精度和动态性能具有重要意义[2-5]。

收稿日期:2020-02-29 Received Date:2020-02-29

*基金项目:浙江省自然科学基金(LQ19E050009)项目资助

外部扰动往往无法直接测量,扰动观测器可以从可测变量中估计出扰动来处理这一问题,并采取控制措施来补偿扰动的影响[6]。扰动观测器(disturbance observer, DOB)、未知输入观测器(unknown input observer, UIO)和扩展状态观测器(extended state observer,ESO)是应用最广泛的在线扰动估计工具[7-8]。1987 年,Ohnishi[9]首次提出了 DOB 的控制方法,能有效地进行扰动补偿,但仅限于最小相位系统。近年来,基于 DOB 提出了模糊 DOB、自适应 DOB 等控制方法,应用于机器人、机床等的伺服系统。UIO 是一种 Luenberger 型观测器,对于非最小相位系统,很难设计出稳定的 UIO[10]。韩京清[11]提出了自抗扰控制技术(active disturbance rejection control,ADRC),其控制核心是通过 ESO 实现扰动的估计和补偿,不依赖于精确的数学模型,该技术先后被推广到电机控制系统、飞行器和导弹的姿态控制和工业机器人控制系统等多个领域中[12-13]。针对 ESO 参数较多、难以整定的问题,Gao 等[14-15]进一步提出了基于线性扩张状态观测器(linear ESO,LESO)的线性自抗扰控制(linear ADRC,LADRC),设计了一种基于系统带宽的参数简化方法,便于工程应用。ESO 与 UIO 和 DOB 的区别在于,其将外部扰动和系统参数变化视为总的未知动态进行估计,且所需的信息量最少。

自适应控制是处理模型不确定性强有力的非线性工具,其核心是通过在线辨识参数来主动适应被控对象的变化,使系统在模型不精确的情况下能保持良好的控制性能。但自适应控制忽略了外界干扰和建模误差,存在稳定性问题[16-18]。滑模控制具有响应速度快、鲁棒性强等特点,根据动态特性设计滑模面,使系统输出状态收敛于滑模面。但其不能严格地通过平衡点,易造成系统抖振,因此在研究工作中滑模控制往往不单独使用[19]。Yao 等[20-21]提出了自适应鲁棒控制(adaptive robust control,ARC)和自适应滑模控制(adaptive sliding mode, ASC)方法,解决了自适应控制的稳定性问题。之后,有学者进一步结合扰动观测器,并将其应用于各领域[22-24]。

本文以单关节伺服系统为研究对象,设计了一种基于惯量估计的变增益自抗扰控制。利用线性扩张状态观测器实现扰动的估计和补偿,通过自适应控制估计惯量变化以修正扰动补偿项控制通道增益,同时结合鲁棒、滑模控制提高工业机器人关节伺服系统稳定性。通过仿真和实验证明该控制器能有效抑制系统扰动,提高系统性能。

1　机器人关节伺服系统数学模型

1.1　机器人关节负载模型

通过工业机器人关节动力学和运动学分析负载特性,其动力学方程为:

$$\boldsymbol{D}(q)\ddot{q}+\boldsymbol{C}(q,\dot{q})+\boldsymbol{G}(q)=\boldsymbol{\tau}=\begin{bmatrix}\tau_1\\ \vdots\\ \tau_n\end{bmatrix} \tag{1}$$

式中:$\boldsymbol{D}(q)$ 为惯性矩阵;$\boldsymbol{C}(q,\dot{q})$ 为离心力和哥氏力矩阵;$\boldsymbol{G}(q)$ 为重力项矩阵;$\boldsymbol{\tau}$ 为力矩矩阵;$\boldsymbol{q},\dot{\boldsymbol{q}},\ddot{\boldsymbol{q}}$ 分别表示关节角位移、角速度和角加速度。焊接、喷漆机器人一般处于低速运行状态,离心力和哥氏力影响很小可以忽略。

以平面二自由度关节机器人为例,如图 1 所示,m_1,m_2 为臂杆 1 和臂杆 2 的质量,且 $m_1=m_2=3$ kg;L_1,L_2 分别为臂杆 1、臂杆 2 的长度,且重心在臂杆中心即 $p_1=1/2L_1=0.3$ m,$p_2=1/2L_2=0.3$ m;θ_1、θ_2 分别为臂杆 1、臂杆 2 的转角,范围在 0°~180°;重力加速度 $g=9.8$ m/s^2。设末端位置为(x,y),单位 m;t 表示时间,单位 s。若末端位置从(0.3,0.5)以 1.25 m/s 匀速运动到(0.3,−0.5),可得:

$$\begin{cases}x=0.3\\ y=0.5-1.25t\end{cases} \tag{2}$$

$$\boldsymbol{q}=\begin{bmatrix}\theta_1\\ \theta_2\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\arctan\dfrac{x}{-y}-\arccos\dfrac{x^2+y^2+L_1^2-L_2^2}{2L_1\sqrt{x^2+y^2}}\\ \arccos\dfrac{x^2+y^2-L_1^2-L_2^2}{2L_1L_2}\end{bmatrix} \tag{3}$$

$$\dot{\boldsymbol{q}}=\begin{bmatrix}\dfrac{\mathrm{d}\theta_1}{\mathrm{d}t} & \dfrac{\mathrm{d}\theta_2}{\mathrm{d}t}\end{bmatrix}^{\mathrm{T}},\ddot{\boldsymbol{q}}=\begin{bmatrix}\dfrac{\mathrm{d}^2\theta_1}{\mathrm{d}t^2} & \dfrac{\mathrm{d}^2\theta_2}{\mathrm{d}t^2}\end{bmatrix}^{\mathrm{T}} \tag{4}$$

动力学方程式(1)中的矩阵[25]为:

$$\boldsymbol{D}(q)=\begin{bmatrix}d_1 & d_2\\ d_2 & m_2p_2^2\end{bmatrix} \tag{5}$$

其中,$d_1=m_1p_1^2+m_2(L_1^2+p_2^2)+2m_2L_1p_2\cos\theta_2$,$d_2=m_2p_2(p_2+L_1\cos\theta_2)$。

$$\boldsymbol{C}(\boldsymbol{q},\dot{\boldsymbol{q}})=\begin{bmatrix}m_2L_1p_2\sin\theta_2(-\dot{\theta}_2^2-2\dot{\theta}_1\dot{\theta}_2)\\ m_2L_1p_2\sin\theta_2\dot{\theta}_1^2\end{bmatrix} \tag{6}$$

$$\boldsymbol{G}(\boldsymbol{q})=\begin{bmatrix}m_1p_1+m_2L_1)g\mid\sin\theta_1+m_2p_2g\sin(\theta_1+\theta_2)\\ m_2p_2g\sin(\theta_1+\theta_2)\end{bmatrix} \tag{7}$$

将式(2)代入式(3),通过式(5)~(7)计算式(1),得出关节输出力矩变化曲线如图 2 所示。由于存在启动力矩,关节输出力矩在启动时有突增的过程,忽略启动部分可知输出力矩变化曲线与拟合曲线几乎重合。输出力矩主要用以平衡外部负载,从而归纳出关节负载特性曲线为类正弦曲线,通过资料查阅也证明了这一点,由此建立类正弦负载模型。

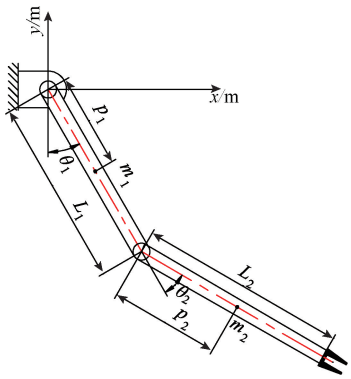
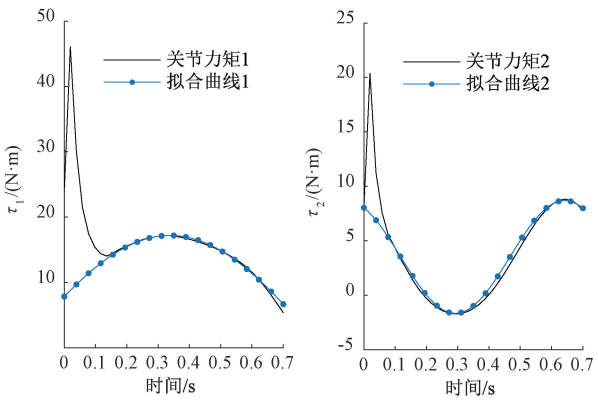


图 1 二自由度平面关节机器人

Fig.1 2-DOF planar joint robot



(a) 关节1力矩
(a) Torque of joint 1

(b) 关节2力矩
(b) Torque of joint 2

图 2 关节输出力矩-时间曲线

Fig.2 Joint output torque-time curves

图 2 中,拟合曲线 1 为 $\tau_1 = 17.1\sin(3.1t+1.16)$,拟合曲线 2 为 $\tau_2 = 5.18\sin(8.75t-10.5)+3.52$。

1.2 关节伺服系统数学建模

关节伺服系统采用 48 V、200 W 面装式永磁同步电机,减速比 $i=100:1$的行星轮减速器。在 d-q 同步旋转坐标系下建立系统数学模型,电压方程为:

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L_d \dfrac{di_d}{dt} - \omega_m p_n L_q i_q \\ u_q = R_s i_q + L_q \dfrac{di_q}{dt} + C_e \omega_m \end{cases} \tag{8}$$

式中:u_d、u_q 为电机 d、q 轴定子电压;R_s 为电枢电阻;L_d、L_q 为电机 d、q 轴电感;i_d、i_q 为电机 d、q 轴定子电流;C_e 为反电动势系数;p_n 为电机的极对数;ω_m 为电机角速度。

电机电磁转矩方程为:

$$T_e = \frac{3}{2} p_n [\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \tag{9}$$

式中:T_e 为电机电磁转矩;ψ_f 为永磁体磁链幅值。一般忽略 d、q 轴电感差异,使 $L_d - L_q = 0$,控制 d 轴参考电流 $i_d^* = 0$,得到动力学方程[26]。

$$\begin{cases} J \dfrac{d\omega_m}{dt} = T_e - T_L - B\omega_m \\ T_e = K_t i_q \\ \omega_m = \dfrac{d\theta_m}{dt} \end{cases} \tag{10}$$

式中:T_L 为电机端负载输入;J 为电机转子惯量;B 为电机转轴粘滞摩擦系数;K_t 为电机转矩系数;ω_m 为电机角位移。

根据式(8)~(10)建立关节伺服系统三环控制模型[27],如图 3 所示。

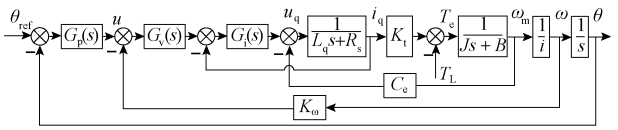


图 3 工业机器人关节伺服系统模型

Fig.3 Joint servo system model of industrial robot

图 3 中,θ_{ref}为目标位置参考信号;u 为位置控制器输出控制量;K_ω 为速度反馈增益;i 为减速器速比;$G_p(s)$、$G_v(s)$、$G_i(s)$ 分别为位置、速度、电流控制器。

电流和速度控制器采用 PI 控制,其传递函数为:

$$G_i(s) = \frac{K_i(1+T_i s)}{T_i s}, G_v(s) = \frac{K_v(1+T_v s)}{T_v s} \tag{11}$$

通过极点配置的方法[28]设置 $T_i = L_q/R_s$,$T_v = J/B$,并进行 K_v、K_i 参数的整定,使系统保持速度-电流环部分的稳定输出,实现速度闭环控制。为了简化分析,忽略很小的电机电感系数 L_q,简化其传递函数为:

$$G(s) = \frac{W(s)}{U(s)} = \frac{1/K_\omega}{1 + \dfrac{iC_e}{K_\omega G_v(s) G_i(s)} + \dfrac{(Js+B)i}{K_\omega K_t G_v(s)} + \dfrac{(Js+B)(L_q s+R)i}{K_\omega K_t G_v(s) G_i(s)}} = \frac{1/K_\omega}{1 + \dfrac{iC_e L_q J s^2}{K_\omega (Js+B)(L_q s+R)} + \dfrac{Jsi}{K_v K_t K_\omega} + \dfrac{JL_q i s^2}{K_v K_t K_\omega K_i}} \approx \frac{1}{K_\omega + Jis/(K_v K_t)} \tag{12}$$

式中:$W(s)$ 为速度输出的拉氏变换;$U(s)$ 为位置控制器输出控制量的拉氏变换。写成一阶惯性环节的形式:

$$G(s) \approx \frac{K}{1+Ts} \tag{13}$$

式中:$K = 1/K_\omega$,rad/(V·s);$T = Ji/K_v K_t K_\omega$ 为系统时间常数,s。根据系统参数如表 1 所示,在 Simulink 中搭建模型,参数整定得:$G_v(s) = 0.5 + 5/s$,$G_i(s) = 6 + 871/s$,

$G(s)\approx 0.105/(0.005\,6\ s+1)$。绘制实际模型和简化模型 Bode 图如图 4 所示。

表 1　伺服系统参数

Table 1　Parameter list of the servo system

参数名称	单位	值
额定转速 n	r/min	3 000
额定功率 P	W	200
额定转矩 T_e	N·m	0.64
峰值转矩 T_p	N·m	1.91
反电势系数 C_e	V/(rad/s)	0.076 4
电机转矩系数 K_t	N·m/A	0.112
电机转动惯量 J	kg·m^2	0.175×10^{-4}
电感系数 L_q	mH	1.01
电机电枢 R_s	Ω	0.15
电机极对数 P_n	对	4
减速比 i		100:1
速度反馈系数 K_ω	V·s/rad	9.55

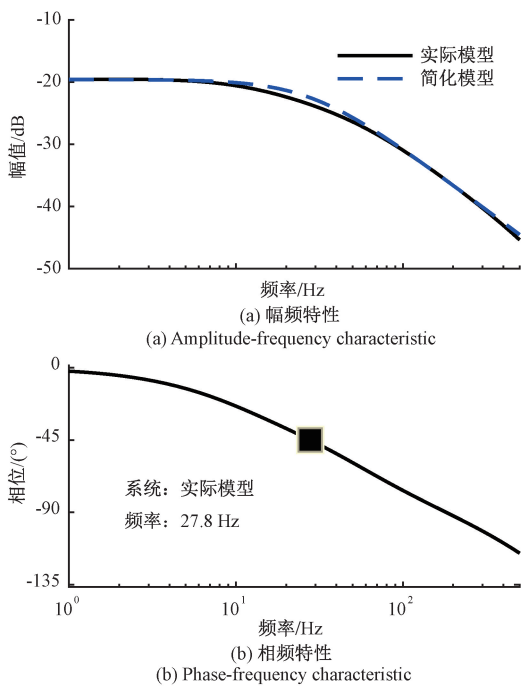


图 4　伺服系统实际模型和其简化模型 Bode 图

Fig.4　Bode diagrams of the servo system actual model and its simplified model

通过图 4 所示 Bode 图频域分析可知,实际模型系统相位值 ω_n 下降到−45°时,系统的转折频率 $\omega_n=27.8$ Hz=175 rad/s,$T=1/\omega_n=0.005\,7$ s,数值上与计算得到的简化模型几乎相等。可以证明在中低频段,速度-电流环部分实际模型近似于简化后的一阶惯性环节,传递函数如式(12)所示,从而得出关节伺服系统二阶状态方程如下:

$$\begin{bmatrix}\dot{x}_1\\ \dot{x}_2\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}0 & 1\\ 0 & a_1\end{bmatrix}\begin{bmatrix}x_1\\ x_2\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}0\\ b\end{bmatrix}u(t)+\begin{bmatrix}0\\ 1\end{bmatrix}\Delta \tag{14}$$

式中:$a_1=-K_vK_tK_\omega/(Ji)$;$b=K_tK_v/(Ji)$ 为控制通道增益;Δ 为未建模动态和系统建模误差;x_1 为关节伺服系统角位移输出;x_2 为关节伺服系统角速度输出。

2　变增益自抗扰控制器的设计

针对关节伺服系统位置控制器设计了一种基于惯量估计的变增益自抗扰控制,其原理上是一种基于线性扩张状态观测器的自适应鲁棒滑模控制(adaptive robust sliding mode control based on linear extended state observer, ARSC+LESO),包括跟踪微分器(tracking differentiator, TD)、自适应鲁棒滑模控制(adaptive robust sliding mode control, ARSC)、线性扩张状态观测器(LESO),控制结构原理如图 5 所示。

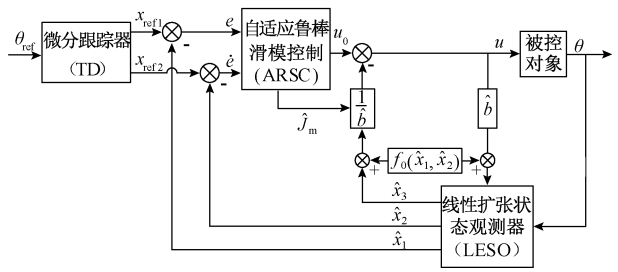


图 5　变增益自抗扰控制原理

Fig.5　Principle block diagram of variable-gain adaptive disturbance rejection control

2.1　跟踪微分器(TD)

工业机器人关节伺服系统有一定的惯性,位置输出又是动态的输出。跳变的位置信号会产生较大的初始误差,使得位置控制量 u 突增,从而产生初始冲击,产生较大的超调量,所以安排 TD 作为过渡过程,降低初始误差。同时给出微分信号,还起到一定的滤波效果,避免了在“稳态”时,产生“高频振颤”。

离散形式的跟踪微分器如下:

$$\begin{cases}x_{ref1}(k+1)=x_{ref1}(k)+hx_{ref2}(k)\\ x_{ref2}(k+1)=x_{ref2}(k)+hfst(\cdot)\end{cases} \tag{15}$$

式中:h 为采样周期;$fst(\cdot)$ 为最速控制综合函数如下:

$$fst(\cdot)=fst(x_{ref1}(k)-\theta_{ref}(k),x_{ref2}(k),\delta,h)=\begin{cases}-\delta\dfrac{a}{d}, & |a|\leqslant d\\ -\delta\mathrm{sgn}(a), & |a|>d\end{cases} \tag{16}$$

使 $r_1 = x_{ref1}(k) - \theta_{ref}(k)$，$r_2 = x_{ref2}(k)$ 则：

$$a = \begin{cases} r_2 + \dfrac{(a_0 - d)}{2}\mathrm{sgn}(z), & |z| > d_0 \\ r_2 + \dfrac{z}{h}, & |z| \leqslant d_0 \end{cases} \tag{17}$$

式中：$a_0 = \sqrt{d^2 + 8\delta|z|}$，$d = h\delta$，$z = r_1 + hr_2$，$d_0 = hd$；$\theta_{ref}(k)$ 为第 k 时刻的目标位置参考信号；δ 为决定跟踪速度快慢的参数；x_{ref1}，x_{ref2} 为跟踪微分器输出信号，分别趋近于位置参考信号 θ_{ref} 和其微分信号 $\dot{\theta}_{ref}$。

2.2 线性扩张状态观测器(LESO)

由系统二阶状态方程式(14)得到扩张状态空间形式：

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = x_3 + bu + a_1 x_2 \\ \dot{x}_3 = g(x, T_L) \\ x_1 = \theta \end{cases} \tag{18}$$

式中：$g(x, T_L)$ 为伺服系统总扰动 Δ 的微分，且 Δ 有界，表示为 $|\Delta| \leqslant D$；x_3 为系统的扩张状态。

设计系统 LESO 方程为：

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1 = \hat{x}_2 + 3\omega_o(x_1 - \hat{x}_1) \\ \dot{\hat{x}}_2 = \hat{x}_3 + 3\omega_o^2(x_1 - \hat{x}_1) + a_1\hat{x}_2 + \hat{b}u \\ \dot{\hat{x}}_3 = \omega_o^3(x_1 - \hat{x}_1) \\ x_1 - \hat{x}_1 = y - \hat{x}_1 \end{cases} \tag{19}$$

式中：$\hat{x}_1$ 为位置输出的估计值；$\hat{x}_2$ 为速度输出的估计值；$\hat{x}_3$ 为总扰动的估计值；$\hat{b}$ 是 b 的估计值，主要随系统转动惯量而变化；ω_o 为 LESO 带宽为实际控制器带宽 ω_c 的 3~5 倍，由此进行扰动估计[29]。

2.3 变增益自抗扰控制

定义滑模函数为：

$$s = \dot{e} + ce = (x_2 - \dot{x}_{ref1}) + ce \tag{20}$$

式中：$e = x_1 - x_{ref1}$ 为系统位置跟踪误差；$c > 0$ 为滑模面待设计参数。由于系统转动惯量 J 的不确定性，根据系统状态方程设计不确定参数 J_m 为：

$$J_m = kJ = \frac{1}{b} \tag{21}$$

其中，$k = i/K_t K_v$。根据系统状态方程可得：

$$J_m\dot{s} = J_m(\dot{x}_2 - \ddot{x}_{ref1} + c\dot{e}) = u + J_m(a_1 x_2 + \Delta - \ddot{x}_{ref1} + c\dot{e}) \tag{22}$$

根据系统鲁棒稳定性要求定义 Lyapunov 函数。

$$V = \frac{1}{2}J_m s^2 + \frac{1}{2\gamma}\tilde{J}_m^2 \tag{23}$$

式中：$\tilde{J}_m = \hat{J}_m - J_m$；$\hat{J}_m$ 为 J_m 的估计；$\gamma > 0$。

$$\dot{V} = J_m s\dot{s} + \frac{1}{\gamma}\tilde{J}_m\dot{\tilde{J}}_m = s[u - J_m(\ddot{x}_{ref1} - c\dot{e}) + J_m\Delta + J_m a_1 x_2] + \frac{1}{\gamma}\tilde{J}_m\dot{\hat{J}}_m \tag{24}$$

设计鲁棒控制律为：

$$u_0 = \hat{J}_m(\ddot{x}\,\mathrm{ref1} - c\dot{e}) - ks - \eta\mathrm{sgn}(s) \tag{25}$$

式中：k，η 为控制器参数，则总的位置环控制律 u 为：

$$u = u_0 - \frac{\hat{x}_3 + a_1 x_2}{\hat{b}} = \hat{J}_m(\ddot{x}_{ref1} - c\dot{e}) - ks - \eta\mathrm{sgn}(s) - \frac{\hat{x}_3 + a_1 x_2}{\hat{b}} \tag{26}$$

将式(26)代入(24)可得：

$$\dot{V} = s\left[\hat{J}_m(\ddot{x}_{ref1} - c\dot{e}) - ks - \eta\mathrm{sgn}(s) - \frac{\hat{x}_3 + a_1 x_2}{} + J_m a_1 x_2 + J_m\Delta - J_m(\ddot{x}_{ref1} - c\dot{e})\right] + \frac{1}{\gamma}\tilde{J}_m\dot{\hat{J}}_m = s[-\eta\mathrm{sgn}(s) - ks + \tilde{J}_m(\ddot{x}_{ref1} - c\dot{e}) - \hat{J}_m(\hat{x}_3 + a_1 x_2) + J_m(\Delta + a_1 x_2)] + \frac{1}{\gamma}\tilde{J}_m\dot{\hat{J}}_m = -ks^2 - \eta|s| + s[J_m(\Delta + a_1 x_2) - \hat{J}_m(\hat{x}_3 + a_1 x_2)] + \tilde{J}_m\left[s(\ddot{x}_{ref1} - c\dot{e}) + \frac{1}{\gamma}\dot{\hat{J}}_m\right] \tag{27}$$

取自适应律为：

$$\dot{\hat{J}}_m = -\gamma s(\ddot{x}_{ref1} - c\dot{e}) \tag{28}$$

为了防止估计误差过大而导致控制量计算偏差，通过自适应函数的设计使 $\hat{J}_m$ 保持在 $[J_{mmin}, J_{mmax}]$ 范围内。

$$\dot{\hat{J}}_m = \mathrm{Proj}_J(-\gamma s(\ddot{x}_{rep1} - c\dot{e}))$$

$$\mathrm{Proj}_J(\cdot) = \begin{cases} 0 & 若\ \hat{J}_m \geqslant J_{m\,max}\ 且\ \cdot > 0 \\ 0 & 若\ \hat{J}_m \leqslant J_{m\,min}\ 且\ \cdot < 0 \\ \cdot & 其他 \end{cases} \tag{29}$$

当 $\hat{J}_m$ 超过最大值，且其仍有增大的趋势时，使其一阶导数为 0，其值保持在最大状态；当 $\hat{J}_m$ 要小于最小值，且有继续减小的趋势时，使其一阶导数为 0。

已知 $|\Delta| \leqslant D$，$\hat{J}_m$ 在 $[J_{m\,min}, J_{m\,max}]$ 范围内，得出 $\hat{J}_m$ 有界。文献[16]中已经证明 LESO 的渐进稳定性，可知 $\hat{x}_3$ 收敛，由此可以推出：

$$J_m(\Delta + a_1 x_2) - \hat{J}_m(\hat{x}_3 + a_1 x_2) = J_m(\Delta - \hat{x}_3) - \tilde{J}_m a_1 x_2 - \tilde{J}_m\hat{x}_3 \Rightarrow |-\tilde{J}_m a_1 x_2 + J_m(\Delta - \hat{x}_3) - \tilde{J}_m\hat{x}_3| \leqslant \zeta \tag{30}$$

使 $k>0$，$\eta \geqslant \zeta$ 则：

$$\dot{V} = -ks^2 - \eta|s| + [J_m(\Delta + a_1 x_2) - \hat{J}_m(\hat{x}_3 + a_1 x_2)]s \leqslant -ks^2 - \eta|s| + \zeta s \leqslant -ks^2 \leqslant 0 \tag{31}$$

当且仅当 $s = 0$ 时，$V = \tilde{J}_m^2/2\gamma > 0$，其他情况下 $J_m > 0$，由式(23)、(31)可知，$\dot{V} < 0$，$V > 0$ 恒成立，得出

关节伺服系统渐近稳定。

3　仿真分析

本文以工业机器人单关节伺服系统为对象,研究系统位置控制策略的抗扰动性能。在 MATLAB/Simulink 的环境下,根据表 1 和单关节负载特性,建立仿真模型。给定电机端负载输入 T_L 为类正弦曲线,简要模拟单关节在运转过程由惯量变化引起的负载工况,用突增负载的形式来模拟作业时外部突然受力的过程。

3.1　控制器参数整定

位置控制器采用 ARSC+LESO,存在 c,η,k,γ 控制器可调参数,其中 c 影响系统响应速度;η 为鲁棒控制部分参数,影响系统稳定性;k 在 $s=0$ 时影响系统的收敛速度,且满足 $k>0$;γ 为稳定性条件判据中李雅普诺夫函数参数,满足 $\gamma>0$。

1)参数 η 的整定

在无负载情况下,设置 η 的值分别为 5,20,80,$\theta_{ref}=1$ rad进行仿真,系统稳态输出位置曲线如图 6 所示。可知随着 η 的增大,容易造成抖动现象,但 η 过小又不能满足 $\eta\geqslant\zeta$,即系统的稳定性要求。通过仿真分析,这里选取 $\eta=5$ 作为该系统参数值。

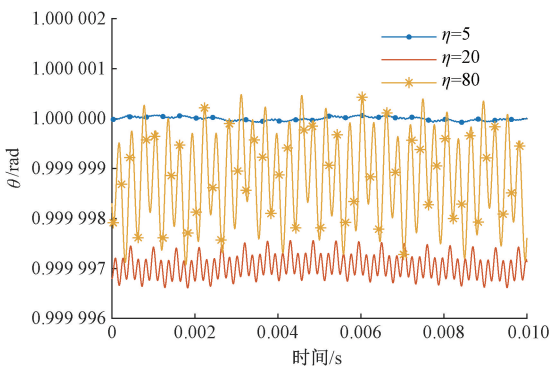


图 6　参数 η 的整定

Fig.6　Setting of the parameter η

2)参数 c 的整定

在无负载条件下,设定 c 值分别为 20,40,60,80 进行仿真,系统位置输出曲线如图 7 所示。可见随着 c 的增大,系统响应速度加快。进一步仿真分析,当 $c>85$ 时,不遵守上述规律,且影响 LESO 估计准确性,因此针对此系统选取 $c=80$。

综上,通过仿真进行参数的调整,最终选取 $k=50$,$\eta=5$,$\gamma=200$,$c=80$,$\omega_o=500$。

3.2　跟随性能分析

设置目标位置参考信号 $\theta_{ref}=\sin(3t)$ rad,根据关节负载 τ_1 加入正弦负载 $T_L=0.2\sin(\pi t)$ N·m,正弦位置跟随结果如图 8、9 所示。

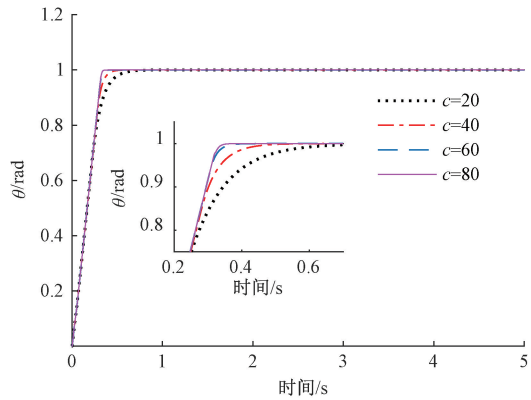


图 7　参数 c 的整定

Fig.7　Setting of the parameter c

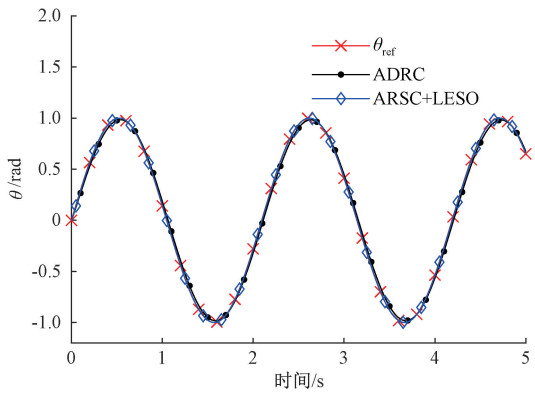


图 8　位置变化曲线

Fig.8　Position changing curves

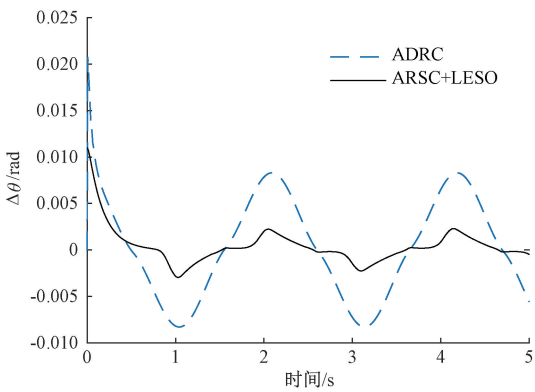


图 9　位置误差曲线

Fig.9　Position error curves

可知在 ADRC 控制下,系统位置输出与目标位置信号跟随误差在 0.01 rad 范围内波动。在 ARSC+LESO 控制下,跟踪误差在 0.003 rad 范围内波动,可知其跟随性

能更优。

ARSC+LESO 控制下,LESO 的位置、速度估计与实际位置、速度输出误差曲线如图 10、11 所示。忽略启动部分,位置观测误差小于 0.000 3°,速度观测误差在 0.02 rad/s 以内。可知 LESO 能准确地观测电机位置、速度,从而实现对扰动的估计。扰动估计 $\hat{x}_3$ 曲线如图 12 所示,相对于关节实际负载 $\tau_1 = 20\sin(3.14t)$ N·m 存在 0.5 s 左右的滞后,为系统输入输出相位差,τ_1 为 T_L 通过减速器折算得到。J_m 估计曲线如图 13 所示,随着周期运动,呈一定的周期变化。

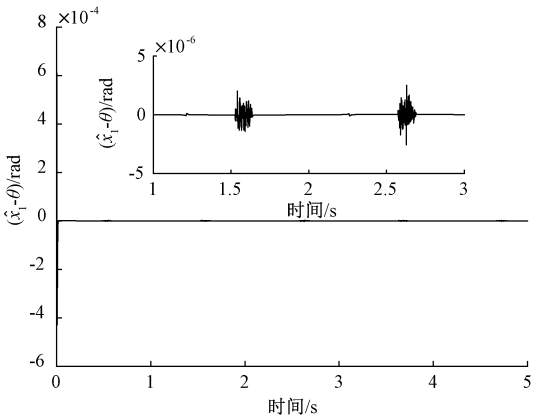


图 10 LESO 位置估计误差($\hat{x}_1-\theta$)曲线

Fig.10 LESO position estimation error curve ($\hat{x}_1-\theta$) curve

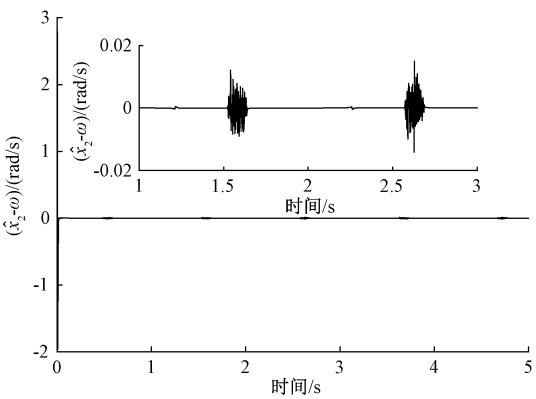


图 11 LESO 速度估计误差($\hat{x}_2-\omega$)曲线

Fig.11 LESO velocity estimation error curve ($\hat{x}_2-\omega$) curve

3.3 抗扰动性能分析

设置目标位置信号 $\theta_{ref} = 1$ rad,负载 $T_L = 0.2\sin(3.14t)$ N·m 的情况下,位置变化曲线如图 14 所示,稳态位置误差变化曲线如图 15 所示。可知正弦负载扰动下,ADRC 变化范围为 0.03°,折算到电机端为 3°,调节时间为 0.8 s。在 ARSC+LESO 控制下变化范围为 0.006°,

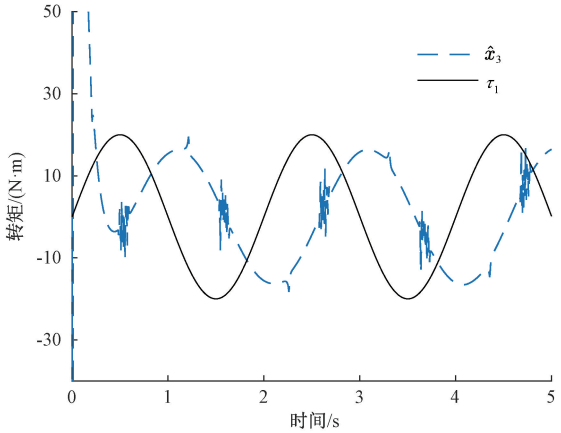


图 12 LESO 扰动估计值

Fig.12 LESO disturbance estimation value

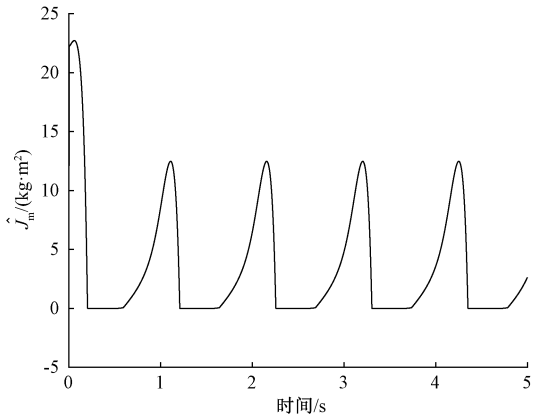


图 13 J_m 估计曲线

Fig.13 J_m estimation curve

折算到电机端为 0.6°几乎没有超调量,响应速度更快。

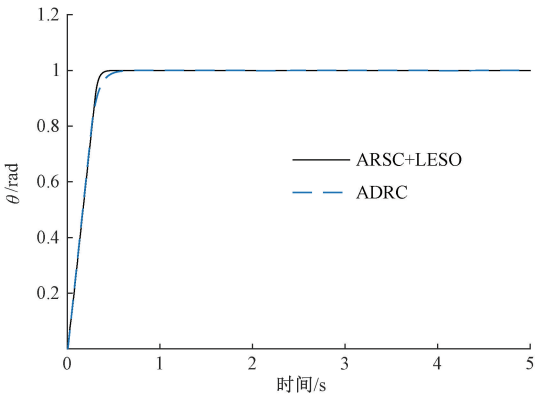


图 14 正弦负载阶跃响应曲线

Fig.14 Step response curves for sinusoidal load

当负载在 1 s 时刻突增至 0.1 N·m,在 2 s 时刻突增至 0.3 N·m,在 3 s 时刻突增至 0.6 N·m,在 4 s 时刻卸除

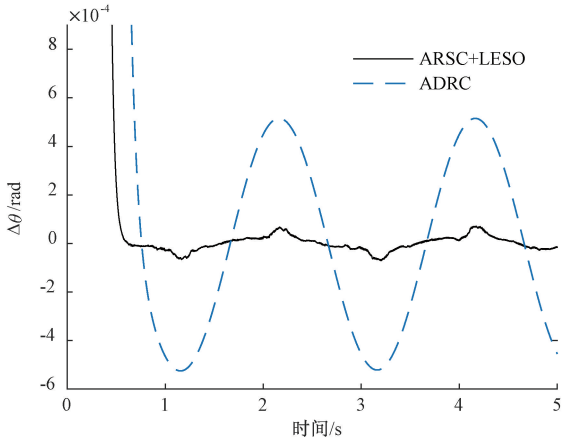


图 15　正弦负载阶跃响应误差曲线

Fig.15　Step response error curves for sinusoidal load

负载的情况下,在不同算法控制下稳态误差曲线如图 16 所示。可知在位置因扰动发生突变时,较之 ADRC 控制,在 ARSC+LESO 控制下位置变化幅度更小,且恢复时间更快。

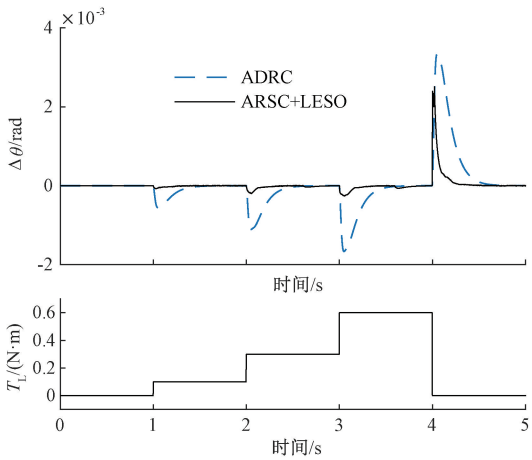


图 16　突增负载位置误差曲线

Fig.16　Position error curves for suddenly increased load

4　实验验证

为了验证本文提出的基于惯量估计的变增益自抗扰控制算法的有效性,搭建了如图 17 所示的实验平台。

永磁同步电机模拟工业机器人关节伺服系统中的驱动电机,利用磁滞测功机对电机加负载模拟关节负载,采用 IR2136 驱动器和基于 DSP-TMS320f28335 的控制器,在 CCS 软件开发环境下实现控制算法,利用仿真器与上位机通信实现实时数据的采集。伺服控制结构采取传统模式即位置、速度、电流三环控制,利用矢量控制和 SVPWM 实现对电机的基本控制。

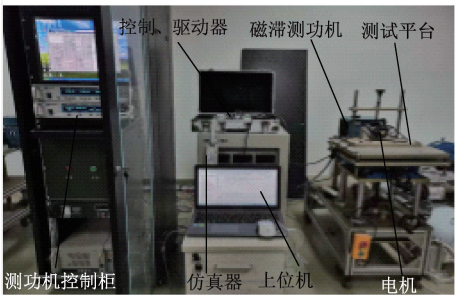


图 17　实验平台

Fig.17　Experiment platform

4.1　抗扰动性能实验

在 4.5 s 加入负载电流即模拟突增负载,分别在 ADRC 和 ARSC+LESO 控制下,进行阶跃响应实验。结果如图 18 所示。可知当采用 ADRC 控制策略时,位置误差在 0.07 rad 范围内变化;当采用 ARSC+LESO 控制策略时,系统响应速度相对更快,在负载扰动下位置误差在 0.03 rad 范围内变化,具有更好的抗扰动性能。

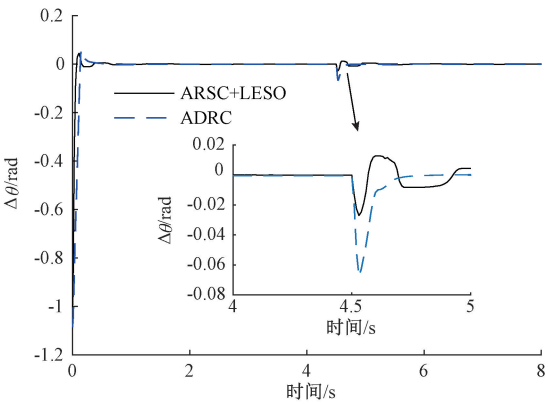


图 18　阶跃响应位置误差曲线

Fig.18　Step response position error curves

LESO 状态估计曲线如图 19、20 所示,可以看出 LESO 的估计误差小,能准确地估计位置和速度变化,说明 LESO 能估计系统扰动,以实现其功能。

4.2　正弦位置跟踪性能实验

目标位置设为 $\theta_{ref}=2\pi\sin(5t)$ rad,在 0.1 N·m 恒定负载下进行实验,位置输出曲线如图 21 所示,位置误差曲线如图 22 所示。可知采用 ADRC 控制时,其跟踪误差在 0.5 rad 范围内波动;采用 ARSC+LESO 控制时,其跟踪误差在 0.2 rad 范围内波动,可知 ARSC+LESO 控制策略具有相对较好的跟踪性能。

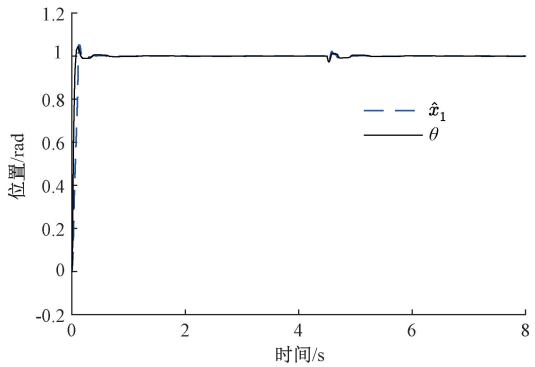


图 19 位置实际输出与位置估计值 $\hat{x}_1$ 曲线

Fig.19 Actual position output and position estimation value $\hat{x}_1$ curves

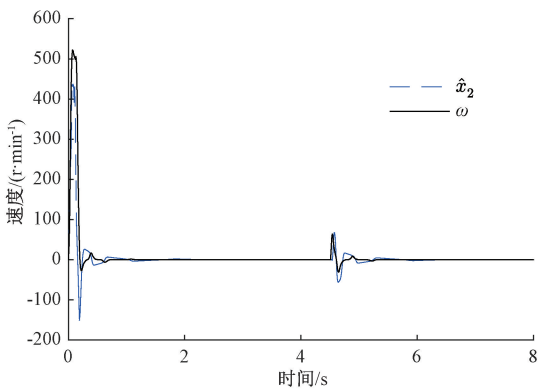


图 20 速度输出与速度估计 $\hat{x}_2$ 曲线

Fig.20 Velocity output and velocity estimation value $\hat{x}_2$ curves

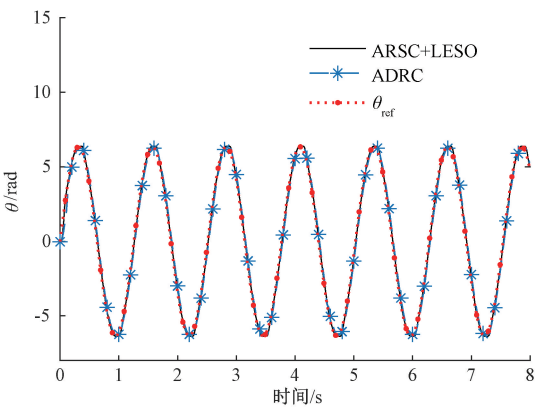


图 21 ARSC+LESO 与 ADRC 位置变化曲线

Fig.21 ARSC+LESO and ADRC position changing curves

5 结 论

本文针对工业机器人关节时变负载和模型不确定性

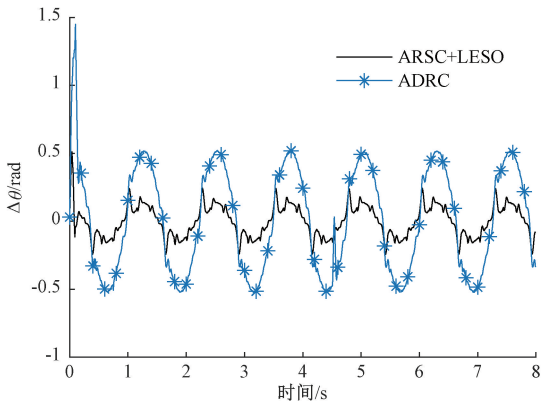


图 22 ARSC+LESO 与 ADRC 位置误差曲线

Fig.22 ARSC+LESO and ADRC position error curves

影响系统控制性能等问题,提出了一种不依赖于精确数学模型的基于惯量估计的变通道增益自抗扰控制,策略结合了 LESO 和自适应鲁棒滑模控制的优点,对扰动和不确定参数进行估计,并能保持系统稳定。从仿真和实验结果证明该方法在一定程度上能有效地缓解上述问题,较之单一的自抗扰控制具有较强的抗扰动性能,提高了关节伺服系统的控制精度和动态性能。但仍然存在许多可以改进的方面,与实际工业机器人相比,本文仅针对单关节进行建模,接下来的研究方向为建立多关节的模型和系统,更好地进行控制策略的研究和优化。

参考文献

[1] WANG C, QUAN L, JIAO Z, et al. Nonlinear adaptive control of hydraulic system with observing and compensating mismatching uncertainties [J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2018, 26(3):927-938.

[2] MIN W, QINYUAN S, ERLI L, et al. A real-time tracking method for magnetism-driven capsule robot[J]. Instrumentation, 2019, 6(1):48-54.

[3] 陈志刚, 阮晓钢, 李元. 立方体机器人自抗扰平衡控制方法[J]. 控制与决策, 2019,34(6):1203-1210.
CHEN ZH G, RUAN X G, LI Y. Dynamic modeling of a cubical robot balancing on its corner[J]. Control and Decision, 2019,34(6):1203-1210.

[4] ROVEDA L, PALLUCCA G, PEDROCCHI N, et al. Iterative learning procedure with reinforcement for high-accuracy force tracking in robotized tasks[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2018, 14(4): 1753-1763.

[5] 张振邦, 曲兴华, 张福民. PID 参数对机器人在线力补偿的影响[J]. 电子测量与仪器学报, 2018,32(3): 142-148.
ZHANG ZH B, QU X H, ZHANG F M. Effect of PID

parameter on online force compensation of robot[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2018,32(3):142-148.

[6] CHEN W, 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.

[7] 周向阳, 李玲玲, 赵立波. 基于扩张状态观测器的稳定平台非奇异终端滑模控制[J]. 仪器仪表学报, 2018, 39(5):161-169.
ZHOU X Y, LI L L, ZHAO L B. Nonsingular terminal sliding mode control for the ESO-based stabilized platform[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2018, 39(5):161-169.

[8] 赵希梅, 武文斌. 基于周期学习扰动观测器的永磁直线同步电机伺服系统控制[J]. 电工技术学报, 2018, 33(9): 1985-1993.
ZHAO X M, WU W B. Control of permanent magnet linear synchronous motor servo system based on periodic learning disturbance observer[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018,33(9):1985-1993.

[9] OHNISHI K. A new servo method in mechatronics[J]. Trans of Japanese Society of Electrical Engineering D, 1987, 107:83-86.

[10] CHANG J L, WU T C. Disturbance observer based output feedback controller design for systems with mismatched disturbance [J]. International Journal of Control Automation and Systems, 2018, 16(4):1775-1782.

[11] 韩京清. 从 PID 技术到"自抗扰控制"技术[J]. 控制工程, 2002,9(3):13-18.
HAN J Q. From PID to active disturbance rejection control[J]. Control Engineering of China, 2002,9(3): 13-18.

[12] 姚志英, 曹海青, 王渝, 等. 小型漂浮式天线姿态的自抗扰解耦控制[J]. 仪器仪表学报, 2015,36(7): 1529-1537.
YAO ZH Y, CAO H Q, WANG Y, et al. The decoupling control of a small float antenna's attitude tracking based on ADRC[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2015, 36(7):1529-1537.

[13] 刘春强, 骆光照, 涂文聪, 等. 基于自抗扰控制的双环伺服系统[J]. 中国电机工程学报, 2017,37(23): 7032-7039.
LIU CH Q, LUO G ZH, TU W C, et al. Servo systems with double closed-loops based on active disturbance rejection controllers[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(23): 7032-7039.

[14] GAO ZH Q. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning[C]. Proceedings of the 2003 American Control Conference, IEEE, 2003:4989-4996.

[15] QING Z, LINDA Q G, GAO ZH Q. On stability analysis of active disturbance rejection control for nonlinear time-varying plants with unknown dynamics[C]. Proceedings of the 46th IEEE Conference on Decision and Control, IEEE, 2008:4090-4095.

[16] UNDERWOOD S J, HUSAIN I. Online parameter estimation and adaptive control of permanent-magnet synchronous machines [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(7):2435-2443.

[17] 周向阳, 时延君. 惯性稳定平台单神经元/PID 自适应复合控制与参数优化[J]. 仪器仪表学报, 2019, 40(11):189-196.
ZHOU X Y, SHI Y J. Single neuron/PID adaptive compound control and parameter optimization for the inertially stabilized platform [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2019,40(11):189-196.

[18] LI S, LIU Z. Adaptive speed control for permanent-magnet synchronous motor system with variations of load inertia[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(8): 3050-3059.

[19] 岳才成, 钱林方, 孔建寿, 等. 火炮模块药输送伺服系统自适应模糊滑模控制[J]. 兵工学报, 2017, 38(10): 1891-1898.
YUE C CH, QIAN L F, KONG J SH, et al. Adaptive fuzzy sliding mode control for the artillery modular charge transport servo system[J]. Acta Armamentarii, 2017, 38(10): 1891-1898.

[20] YAO B, TOMIZUKA M. Adaptive robust control of SISO nonlinear systems in a semi-strict feedback form[J]. Automatica, 1997, 33(5):893-900.

[21] YAO B, TOMIZUKA M. Smooth robust adaptive sliding mode control of manipulators with guaranteed transient performance[C]. American Control Conference, IEEE, 1994:1176-1180.

[22] JIANYONY Y, ZONGXIA J, DAWEI M. Adaptive robust control of DC motors with extended state observer[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(7):3630-3637.

[23] YANJUN W, YUNFEI ZH, SHUJUN G, et al. Robot interaction force estimation using an adaptive sliding mode observer[J]. Instrumentation, 2019, 6(2):8-20.

[24] 王永俊, 贾建芳. 航天器自适应滑模变结构姿态控制[J]. 电子测量与仪器学报, 2019, 33(9):9-15.
WANG Y J, JIA J F. Adaptive sliding mode variable structure control for spacecraft attitude control [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation,

2019, 33(09):9-15.

[25] 刘极峰, 丁继斌. 机器人技术基础[M]. 北京: 高等教育出版社, 2012.
LIU J F, DING J B. Fundamentals of robotics[M]. Beijing: Higher Education Press, 2012.

[26] 周凯, 孙彦成, 王旭东, 等. 永磁同步电机的自抗扰控制调速策略[J]. 电机与控制学报, 2018, 22(2): 57-63.
ZHOU K, SUN Y CH, WANG X D, et al. Active disturbance rejection control of PMSM speed control system[J]. Electric Machines and Control, 2018, 22(2): 57-63.

[27] 郑颖, 马大为, 姚建勇, 等. 火箭炮两轴耦合位置伺服系统线性自抗扰控制[J]. 兵工学报, 2015,36(6): 987-993.
ZHENG Y, MA D W, YAO J Y, et al. Linear active disturbance rejection control for two-axis coupling position servo system of rocket launcher[J]. Acta Armamentarii, 2015,36(6):987-993.

[28] 丁有爽, 肖曦. 基于极点配置的永磁同步电机驱动柔性负载 PI 调节器参数确定方法[J]. 中国电机工程学报, 2017,37(04):1225-1239.
DING Y SH, XIAO X. Parameter tuning methods based on pole placement for PI controllers of flexible loads driven by PMSM[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(4):1225-1239.

[29] 刘瑞娟, 聂卓赟, 马亦婧, 等. 基于自抗扰重复控制的压电驱动器高精度跟踪控制[J]. 仪器仪表学报, 2019, 40(11):197-203.
LIU R J, NIE ZH Y, MA Y J, et al. High precision tracking control for the piezoelectric actuator based on active disturbance rejection repetitive control[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2019,40(11):197-203.

作者简介

姜伟,1983 年和 1990 年于浙江大学分别获得学士学位和硕士学位,2011 年于浙江工业大学获得博士学位,现为浙江工业大学机械工程学院教授、博士生导师,主要研究方向为机电装备与控制、噪声与振动控制。
E-mail:weij@zjut.edu.cn

Jiang Wei received his B. Sc. degree in 1983 and M. Sc. degree in 1990 both from Zhejiang University, respectively, received his Ph. D. degree in 2011 from Zhejiang University of Technology. Now, he is a professor and Ph. D. supervisor in School of Mechanical Engineering, Zhejiang University of Technology. His main research interest includes electromechanical equipment and control, noise and vibration control.

郑颖(通信作者),2006 年于浙江大学城市学院获得学士学位,2009 年于江苏大学获得硕士学位,2015 年于南京理工大学获得博士学位,现为浙江工业大学机械工程学院讲师,主要研究方向为电机伺服系统仿真与控制。
E-mail:greenzy@zjut.edu.cn

Zheng Ying (Corresponding author) received her B. Sc. degree in 2006 from Zhejiang University City College, M. Sc. degree in 2009 from Jiangsu University and Ph. D. degree in 2015 from Nanjing University of Science and Technology. Now, she is a lecturer in School of Mechanical Engineering, Zhejiang University of Technology. Her main research interest includes simulation and control of motor servo system.