引用格式：项勤建, 陈超, 蒋亚东. 工业机器人伺服力位的混合控制研究 [J]. 电子科技大学学报, 2026, 55(4): 505-517.
Xiang Qinjian, Chen Chao, Jiang Yadong. Research on force-position hybrid control of industrial robot[J]. Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 2026, 55(4): 505-517. (in Chinese)

工业机器人伺服力位的混合控制研究

项勤建，陈 超*，蒋亚东

（电子科技大学光电科学与工程学院，成都 611731）

摘要：随着工业机器人的普及及其应用场景不断扩展，如何使其适应更多的应用场景成为工控领域研究的热点。在工业机器人搬运、机床上下料等场景中实现柔顺取物是机器人取物环节的研究重点。传统取物控制方法采用力控模式与位置控制模式切换的混合力位控制策略。然而，这种方法需要频繁切换控制模式，不仅增加系统复杂性，还可能降低系统稳定性和控制精度。为此，该文提出一种基于超螺旋控制的力位混合控制方案，摆脱了工业机器人位置控制模式的“强刚性”特性，使工业机器人工作在位置控制模式即可实现柔顺取物。首先推导出机器人基坐标系到末端位姿的转换矩阵；其次结合动力学模型及雅可比矩阵计算理论力矩；再通过各个关节的电流及电机、减速器等参数计算反馈力矩。在此基础上，设计了超螺旋控制器，在提高控制鲁棒性的同时，确保系统状态及其导数快速收敛到滑模面。同时设计了基于二阶低通滤波的扰动观测器，补偿至电流控制环前馈，使机器人在特定的位姿范围内稳定运行。实验表明，该文所提出的力位混合控制方案显著提升了工业机器人的柔顺取物性能，无需额外增加力矩传感器，有效降低了系统的成本和复杂度。这一方法为工业机器人在各类柔性取物场景中的应用提供了新的解决方案，具有重要的理论价值和技术意义。

关键词：工业机器人；伺服驱动器；动力学；滑模控制；扰动观测器；力位混合控制
中图分类号：TP241.2 **文献标志码：**A DOI: 10.12178/1001-0548.2025149

Research on force-position hybrid control of industrial robot

XIANG Qinjian, CHEN Chao*, and JIANG Yadong

(School of Optoelectronic Science and Engineering, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China)

Abstract: With the popularization of industrial robots and the continuous expansion of their application scenarios, how to make them adapt to more application scenarios has become a hot topic in the field of industrial control research. The research focus of the robot picking process is to achieve flexible picking in scenarios such as industrial robot handling and machine tool loading and unloading. The traditional retrieval control method adopts a hybrid force position control strategy that switches between force control mode and position control mode. However, this method requires frequent switching of control modes, which not only increases system complexity but may also reduce system stability and control accuracy. Therefore, this article proposes a force position hybrid control scheme based on hyper spiral control, which eliminates the “strong rigidity” characteristic of industrial robot position control mode and enables industrial robots to work in position control mode to achieve flexible material handling. Firstly, the transformation matrix from the robot’s base coordinate system to the end pose is derived. Secondly, the theoretical torque is calculated by combining the dynamic model and Jacobian matrix. Then the feedback torque is calculated based on the current of each joint and parameters such as the motor and reducer. On this basis, a super spiral controller is designed to improve control robustness while ensuring that the system state and its derivatives converge quickly to the sliding surface. At the same time, a disturbance observer based on second-order low-pass filtering is designed to compensate for the feedforward of the current control loop, enabling the robot to operate stably within a specific pose range. The experiment shows that the force position hybrid control scheme proposed in this paper significantly improves the compliant handling performance of industrial robots without the need for additional torque sensors, effectively reducing the cost and complexity of the system. This method provides a new solution for applications of industrial robots in various flexible picking scenarios, and has

收稿日期：2025−07−11
基金项目：校企产学研合作项目“基于惯性传感器的工业机器人伺服抖动抑制研究”（230606）
作者简介：项勤建，博士，高级工程师，主要从事工业机器人伺服与传感器方面的研究。
*通信作者 E-mail: chenchao@uestc.edu.cn

important theoretical value and technical significance.

Key words: industrial robot; servo; dynamics; sliding mode control; disturbance observer; force position hybrid control

近年来，随着工厂自动化的建设，工业机器人的普及速度逐渐加快，其应用场景不断扩大。在焊接、搬运、取样、装配等场景中，工业机器人都扮演着重要角色。在生产过程中机器人需要与外部进行接触，对其控制模式也提出了更高的要求，而传统工业机器人最常用的控制模式是位置控制模式。该模式特点是刚性强，即使轻微的位置偏差也会产生很大的力矩，不具备柔顺控制的属性。为了使机器人在与外界接触的过程中具有柔顺性，需要对位置控制模式进行改进，引入力位混合控制，通过精准的力位混合控制，满足机器人柔顺取物要求。目前，国内外学者对力位混合控制的研究取得了一定成果，力位混合控制在零件打磨等场景中取得了较好的应用。机器人加入自适应阻抗控制的柔顺力控方法，用于工件打磨，也能获得较好的效果[1-2]。文献 [3] 构建了并联机器人的动力学模型，提出了一种基于驱动力协调方法控制下的力位混合控制策略，实现了并联机器人的快速响应和高精度控制，降低了工件曲面打磨的跟踪误差。文献 [4] 应用力位混合控制框架将机械臂位置控制和接触力控制分解成相互正交的两部分，使用比例微分及力前馈控制结合快速终端滑模控制进行力位混合控制。文献 [5] 提出了一种基于自适应阻抗控制的磨抛光机器人混合控制策略。基于机器人系统与环境的接触模型，采用阻抗控制方法，建立了机器人的宏动和微动控制模型，仿真实现了位置跟踪误差小于 0.009 m，力稳态误差小于 1 N。文献 [6] 提出了扩展自适应模糊滑模控制方法的力位混合控制。与滑模控制等经典方法相比，所提控制器具有更优的性能和鲁棒性。许多高校机器人实验室对基于模型的学习控制进行了深入的研究，探索生成更精准、更鲁棒的控制指令。文献 [7] 提出了一种基于强化学习的新型混合力位置控制（reinforcement learning-hybrid control, RL-HC）方法，用于机器人系统。RL-HC 控制器围绕固定时间滑模模型设计，集成了力位控制组件，该方法针对 Delta 机器人，Delta 机器人具有结构简单实现容易的特点。此外，深度学习、强化学习等智能控制算法理论上具有较大潜力，然而目前其技术落地仍面临诸多挑战[8]。

为了克服需要进行力控模式与位置控制模式切换的传统混合控制缺陷，本文提出的力位混合控制方案仅需伺服驱动器工作在位置控制模式，并且无需额外引入力矩传感器，摆脱了位置模式的“强刚性”限制，使位置控制模式具备了“柔性”特性。该方案一方面基于机器人关节位置、关节速度、关节加速度及机器人相关参数，并结合机器人动力学，计算出各个关节的理论力矩；另一方面根据反馈的电机电流、电机额定转矩、减速比等参数计算出各个关节的反馈力矩。基于理论力矩和反馈力矩设计力位超螺旋控制器，并为了提高系统稳定性和精度，设计扰动观测器对电流控制环路进行补偿。基于扰动观测器的超螺旋控制力位控制方案，在保持强鲁棒性的同时，显著减少了系统抖振，并提高了控制精度。再结合观测器进一步补偿，提高控制精度和稳定性，实现了柔顺控制的目标，这为工业机器人的柔顺取物提供了新的解决方案。

1 工业机器人柔顺度

工业机器人一般工作在位置控制模式，即按照主控制器规划的位置路径运行。而工业机器人的定位精度和重复定位精度是评价工业机器人性能的重要指标。机器人刚性等级越高，就越有利于这两项指标的提升，因此在定位场合，需要刚性强的机器人。机器人柔顺度是衡量其顺应外力能力的核心参数，可通过机械设计或控制算法实现，它是描述机器人在外力或力矩作用下允许变形或顺应外部约束的能力，与刚度互为倒数关系。同时柔顺度也是机器人实现安全交互（如人机协作）、力控操作（如装配、打磨）和环境适应性的关键特性。线性柔顺度定义为[9]：

$$C=\frac{\Delta x}{F} \tag{1}$$

式中，C 是线性柔顺度，单位为 m/N；Δx表示位移，单位为 m；F 表示外力，单位为 N。

扭转柔顺度定义为：

$$C_\theta=\frac{\Delta\theta}{\tau} \tag{2}$$

式中，C_θ是扭转柔顺度，单位为 rad/N。$\Delta\theta$表示角

位移，单位为°；τ表示外力矩，单位为 N·m。若工业机器人具有较好的柔顺度，当其他工具（或另外一台机器人）需要拿取机械臂上的物品时，就不易导致物品损坏，可实现柔顺拿取。

2　工业机器人关节理论力矩计算

本文提出的力位混合控制算法基于工业机器人理论力矩和反馈力矩，而理论力矩的计算需要应用工业机器人运动学与动力学。机器人运动学研究的是机器人各轴关节角度与机器人末端位姿的关系。工业机器人运动学分为运动学正解和运动学反解（又称逆解）。机器人运动学正解是通过机器人电机编码器位置来计算机器人末端的位姿，反解是根据期望的工业机器人末端位姿反算各关节编码器需要到达的角度。工业机器人动力学描述机器人关节力矩与关节运动的关系，根据机器人关节当前的相关变量（位置、速度、加速度及机器人参数）计算出所需要的力矩，这将作为力位混合控制的重要设计依据。通过运动学和动力学分析可以得到机器人在某一状态下各个关节的位置、速度、力矩等信息，并计算出理论力矩，便于对机器人进行力位混合控制[10]。

2.1　工业机器人运动学简介

工业机器人动力学的分析方法有牛顿−欧拉法、旋量理论法、凯恩法、欧拉−拉格朗日法等[11-12]。本文重点介绍负载为 50 kg 的工业机器人。根据其串联结构，建立 6 个关节的坐标系。然后，根据 6 个关节坐标建立改进型的 D-H（Denavit-Hartenberg）参数。D-H 参数法是一种基于齐次变换矩阵的坐标变换方法，该方法通过矩阵齐次变换，解析机器人相邻连杆之间的空间关系，D-H 参数建模广泛应用于工业机器人控制[13]。

D-H 方法分为常规 D-H 方法和改进型 D-H 方法，这两种方法的主要区别在于连杆坐标系$\{i\}$的选取方式不同。常规 D-H 方法将坐标系$\{i\}$建立在第 i+1 关节的轴上，而改进 D-H 方法则将坐标系$\{i\}$建立在第 i 关节的轴上，适用于更广泛的机器人系统[14-15]。为了确定 D-H 参数，首先需要为工业机器人的 6 个关节定义一个坐标系，D-H 建模的关键是求出转换矩阵$\boldsymbol{T}_6^0(\theta)$。

2.2　雅可比矩阵

机器人的雅可比矩阵反映了机器人关节转动速度与机器人末端线速度和角速度之间的关系。速度级的雅可比矩阵不需要机器人的逆解存在解析解，虽存在计算量大、速度慢的缺点，但优点是通用性强[16]。本文使用的是 6 连杆机器人，6 个关节位置变量分别为：θ_1、θ_2、θ_3、θ_4、θ_5、θ_6，令：

$$\boldsymbol{T}_6^0(\theta)=\begin{bmatrix} R_6^0(\theta) & p_6^0(\theta) \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{3}$$

式中，$\boldsymbol{T}_6^0(\theta)$表示基坐标到机器人末端执行器坐标的变换矩阵，其中 $\theta=[\theta_1\ \ \theta_2\ \ \theta_3\ \ \theta_4\ \ \theta_5\ \ \theta_6]^{\mathrm{T}}$；$R_6^0(\theta)$是机器人末端相对于基坐标系的姿态；$p_6^0(\theta)$为机器人末端相对于基坐标系的位置[17]。

由于本文采用的工业机器人全是旋转关节，只需考虑旋转关节的情况。因此仅介绍旋转关节的雅可比矩阵。工业机器人线速度和角速度存在如下关系式：

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{v}_i \\ \boldsymbol{\omega}_i \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} \boldsymbol{z}_i\times{}^i\boldsymbol{p}_n^0 \\ \boldsymbol{z}_i \end{bmatrix}\dot{q}_i \tag{4}$$

式中，$\boldsymbol{z}_i$是关节 i 在 z 方向上的单位向量；$\dot{q}_i$是 i 关节角度的导数；${}^i\boldsymbol{p}_n^0$是机器人末端坐标系$\{i\}$相对于基坐标系$\{0\}$的位置向量，因此关节 i 的雅可比矩阵为：

$$\boldsymbol{J}_i=\begin{bmatrix} \boldsymbol{J}_{vi} \\ \boldsymbol{J}_{\omega i} \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} \boldsymbol{z}_i\times{}^i\boldsymbol{p}_n^0 \\ \boldsymbol{z}_i \end{bmatrix} \tag{5}$$

$$\boldsymbol{p}_n^0={}_i^0\boldsymbol{R}\,{}^i\boldsymbol{p}_n \tag{6}$$

式中，${}_i^0\boldsymbol{R}$表示关节坐标系$\{i\}$和基坐标系$\{0\}$之间的姿态变换矩阵。对于 6 自由度机器人，通过向量交叉乘法构造的雅可比矩阵如下：

$$\boldsymbol{J}(q)=\begin{bmatrix} \boldsymbol{z}_1\times{}^1\boldsymbol{p}_6^0 & \boldsymbol{z}_2\times{}^2\boldsymbol{p}_6^0 & \cdots & \boldsymbol{z}_6\times{}^6\boldsymbol{p}_6^0 \\ \boldsymbol{z}_1 & \boldsymbol{z}_2 & \cdots & \boldsymbol{z}_6 \end{bmatrix} \tag{7}$$

也可以表示为：

$$\boldsymbol{J}(q)=\begin{bmatrix} \boldsymbol{J}_1 & \boldsymbol{J}_2 & \boldsymbol{J}_3 & \boldsymbol{J}_4 & \boldsymbol{J}_5 & \boldsymbol{J}_6 \end{bmatrix} \tag{8}$$

因此，机器人末端的线速度和角速度可以表示为：

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{v}_6 \\ \boldsymbol{\omega}_6 \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} \boldsymbol{z}_1\times{}^1\boldsymbol{p}_6^0 & \boldsymbol{z}_2\times{}^2\boldsymbol{p}_6^0 & \cdots & \boldsymbol{z}_6\times{}^6\boldsymbol{p}_6^0 \\ \boldsymbol{z}_1 & \boldsymbol{z}_2 & \cdots & \boldsymbol{z}_6 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \dot{q}_1 \\ \dot{q}_2 \\ \dot{q}_3 \\ \dot{q}_4 \\ \dot{q}_5 \\ \dot{q}_6 \end{bmatrix} \tag{9}$$

对于 6 自由度工业机器人，有以下关系成立：

$$\begin{bmatrix} \dot{q}_1 & \dot{q}_2 & \dot{q}_3 \\ \dot{q}_4 & \dot{q}_5 & \dot{q}_6 \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} = \begin{bmatrix} \dot{\theta}_1 & \dot{\theta}_2 & \dot{\theta}_3 & \dot{\theta}_4 & \dot{\theta}_5 & \dot{\theta}_6 \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} \tag{10}$$

因此，式 (9) 可以写为：

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{v}_6 \\ \boldsymbol{\omega}_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{J}_1 & \boldsymbol{J}_2 & \boldsymbol{J}_3 & \boldsymbol{J}_4 & \boldsymbol{J}_5 & \boldsymbol{J}_6 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\theta}_1 \\ \dot{\theta}_2 \\ \dot{\theta}_3 \\ \dot{\theta}_4 \\ \dot{\theta}_5 \\ \dot{\theta}_6 \end{bmatrix} \tag{11}$$

2.3 求解关节理论力矩

对于单自由度系统，在完整约束条件下，从虚功原理出发，可以推导出欧拉−拉格朗日方程[12]：

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\frac{\partial L}{\partial \dot{y}} - \frac{\partial L}{\partial y} = f \tag{12}$$

式中，y 为位置变量；$\dot{y}$是对位置变量的求导，即速度；L 是拉格朗日算子，L=E−P，表示系统的动能与势能之差[18]，其中 E 为动能，P 为势能；f 表示系统受到除重力之外的力，将式 (12) 应用于工业机器人系统，可以得到工业机器人的欧拉−拉格朗日方程：

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\frac{\partial L}{\partial \dot{\theta}_i} - \frac{\partial L}{\partial \theta} = \tau_i \tag{13}$$

式中，θ_i表示机器人关节 i 的角度；$\dot{\theta}_i$是机器人关节 i 的速度；τ_i表示施加到关节 i 上的力矩。

平移动能和旋转动能构成了机器人关节动能的总动能，为简化分析，假设连杆的质量都集中在质心。则连杆的动能表示为：

$$E = \frac{1}{2}m_i\boldsymbol{v}_i^{\mathrm{T}}\boldsymbol{v}_i + \frac{1}{2}\boldsymbol{\omega}_i^{\mathrm{T}}\boldsymbol{I}_i^0\boldsymbol{\omega}_i \tag{14}$$

式中，m_i为连杆 i 的质量；$\boldsymbol{v}_i$为连杆 i 的线速度；$\boldsymbol{\omega}_i$为连杆 i 的角速度；$\boldsymbol{I}_i^0$为连杆 i 在基坐标系下的惯性张量。通常先计算连杆 i 在关节 i 坐标系下的惯性张量$\boldsymbol{I}_i$，再计算连杆 i 在基坐标系下的惯性张量$\boldsymbol{I}_i^0$。其计算式为：

$$\boldsymbol{I}_i^0 = \boldsymbol{R}_i^0\boldsymbol{I}_i\left[\boldsymbol{R}_i^0\right]^{\mathrm{T}} \tag{15}$$

惯性张量$\boldsymbol{I}_i$计算较为复杂，惯性张量$\boldsymbol{I}_i$是常数，跟机器人的机械参数有关，与关节的运动无关[19]，即：

$$\boldsymbol{I}_i = \begin{bmatrix} \boldsymbol{I}_{XX} & \boldsymbol{I}_{XY} & \boldsymbol{I}_{XZ} \\ \boldsymbol{I}_{YX} & \boldsymbol{I}_{YY} & \boldsymbol{I}_{YZ} \\ \boldsymbol{I}_{ZX} & \boldsymbol{I}_{ZY} & \boldsymbol{I}_{ZZ} \end{bmatrix} \tag{16}$$

式中，

$$\begin{cases} \boldsymbol{I}_{XX} = \iiint (y^2+z^2)\rho(x,y,z)\mathrm{d}x\mathrm{d}y\mathrm{d}z \\ \boldsymbol{I}_{YY} = \iiint \left(x^2+z^2\right)\rho(x,y,z)\,\mathrm{d}x\mathrm{d}y\mathrm{d}z \\ \boldsymbol{I}_{ZZ} = \iiint (x^2+y^2\rho(x,y,z)\mathrm{d}x\mathrm{d}y\mathrm{d}z \\ \boldsymbol{I}_{XY} = \boldsymbol{I}_{YX} = -\iiint xy\rho(x,y,z)\mathrm{d}x\mathrm{d}y\mathrm{d}z \\ \boldsymbol{I}_{XZ} = \boldsymbol{I}_{ZX} = -\iiint xz\rho(x,y,z)\mathrm{d}x\mathrm{d}y\mathrm{d}z \\ \boldsymbol{I}_{YZ} = \boldsymbol{I}_{ZY} = -\iiint yz\rho(x,y,z)\mathrm{d}x\mathrm{d}y\mathrm{d}z \end{cases} \tag{17}$$

式中，$\rho(x,y,z)$为连杆的密度；x，y，z 为连杆的坐标，由于直接计算惯性张量难度很大，一般需借助 Solidworks 软件与机器人的 3D 模型来计算。

因为$\boldsymbol{v}_i = \boldsymbol{J}_{v_i}(\theta)\dot{\theta}$，$\boldsymbol{\omega}_i = \boldsymbol{J}_{\omega_i}(\theta)\dot{\theta}$，从而连杆动能式 (14) 可写为：

$$E = \frac{1}{2}\dot{\theta}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{D}(\theta)\dot{\theta} \tag{18}$$

式中，

$$\boldsymbol{D}(\theta) = \sum_{i=l}^{6}\left[m_i\boldsymbol{J}_{v_i}(\theta)^{\mathrm{T}}\boldsymbol{J}_{v_i}(\theta) + m_i\boldsymbol{J}_{\omega_i}(\theta)^{\mathrm{T}}\boldsymbol{R}_i^0\boldsymbol{I}_i\left[\boldsymbol{R}_i^0\right]^{\mathrm{T}}\boldsymbol{J}_{\omega_i}(\theta)\right] \tag{19}$$

$\boldsymbol{D}(\theta)$是机器人的惯性矩阵，它是一个对称的正定矩阵。令：

$$\left[d_{ij}\right] = \left[m_i\boldsymbol{J}_{v_i}(\theta)^{\mathrm{T}}\boldsymbol{J}_{v_i}(\theta) + m_i\boldsymbol{J}_{\omega_i}(\theta)^{\mathrm{T}}\boldsymbol{R}_i^0\boldsymbol{I}_i\left[\boldsymbol{R}_i^0\right]^{\mathrm{T}}\boldsymbol{J}_{\omega_i}(\theta)\right] \tag{20}$$

则式 (18) 可以化为：

$$E = \frac{1}{2}\sum_{i,j}^{6} d_{ij}(\theta)\dot{\theta}_i\dot{\theta}_j \tag{21}$$

式中，d_{ij}是惯性矩阵$\boldsymbol{D}(\theta)$中的一个元素，拉格朗日算子可以转换为：

$$L = E - P = \frac{1}{2}\sum_{i,j}^{6} d_{ij}(\theta)\dot{\theta}_i\dot{\theta}_j - P \tag{22}$$

通过将式 (22) 代入式 (13)，可以得到：

$$\sum_j d_{ij}\ddot{\theta}_j + \frac{1}{2}\sum_{i,j}\left[\frac{\partial d_{kj}}{\partial \theta_i} + \frac{\partial d_{kj}}{\partial \theta_j} - \frac{\partial d_{ij}}{\partial \theta_k}\right]\dot{\theta}_i\dot{\theta}_j + \frac{\partial P}{\partial \theta_k} = \tau_k \tag{23}$$

式中，伺服驱动器可以通过设定各种动力学参数并实时采样编码器位置来计算d_{ij}[20-21]。

设 P 为机器人的势能，工业机器人若采用 RV 减速器，则刚性较强，为简化起见，认为是纯刚性

机器人，势能只考虑重力势能。则连杆 i 的重力势能为：

$$P_i = [m_i g]^{\mathrm{T}} r_{ic} \tag{24}$$

式中，g 是重力加速度；r_{ic} 是关节 i 的质心在基坐标系中的坐标，6 自由度工业机器人势能之和可表示为：

$$P = \sum_{i=1}^{6} P_i = \sum_{i=1}^{6} [m_i g]^{\mathrm{T}} r_{ic} \tag{25}$$

因此，式 (23) 可写为：

$$\sum_{j=1}^{6} d_{jk}\ddot{\theta}_j + \frac{1}{2}\sum_{i,j}\left[\frac{\partial d_{kj}}{\partial \theta_i} + \frac{\partial d_{kj}}{\partial \theta_j} - \frac{\partial d_{ij}}{\partial \theta_k}\right]\dot{\theta}_i\dot{\theta}_j + \sum_{i=1}^{6}[m_i g]^{\mathrm{T}}\frac{\partial r_{ci}}{\partial \theta_k} = \tau_i \tag{26}$$

关节 1～6 的理论扭矩可以使用式 (26) 来实时计算。在实际工程应用中，由于伺服驱动器实时采样编码器的位置并计算各关节速度，为了更快地计算扭矩结果，算法实现被集成在伺服系统中。另外，由于不同的机器人负载对动力学模型会有影响，所以需要对不同的负载建模，确定质心位置和质量，并计算出惯性矩。即使是同款机器人，在不同负载的工况下，叠加工具负载之后，关节的质心与质量都会存在差异。对机器人各关节的力矩都存在着影响[22]。

3　力位混合控制的伺服系统设计方案

3.1　硬件平台设计

伺服驱动器在工业机器人中起到接收主控制器命令控制电机的作用，非常关键。整个硬件电路设计包含整流电路、逆变电路、数字信号处理器（digital signal processor, DSP）控制电路和采样电路等部分。

整流电路是将三相交流电源变成直流电，电源电路的主要功能是将 220 V_{AC} 转换为各种直流电压，如 V_{CC}（5 V）、3.3 V_{DC}、±15 V 等。它主要为 DSP 供电，同时也为各种采样芯片、驱动芯片等供电，如图 1 所示。逆变器电路主要由脉冲宽度调制（pulse width modulation, PWM）驱动电路和绝缘栅双极型晶体管（insulated gate bipolar transistor, IGBT）组成。PWM 驱动芯片如图 1 中的橙色方块所示。DSP 控制电路包括模拟和数字信号采集和处理电路，模拟信号主要有电机电流、母线电压、温度等信号；数字信号主要有 PWM 发波、状态量的控制、数字输入信号等。

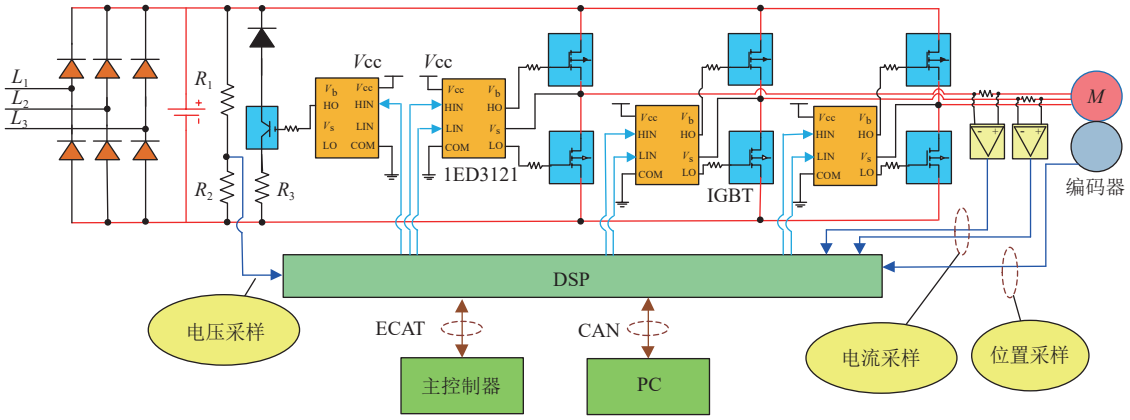


图 1　集成力位混合控制的伺服硬件拓扑结构图

另外还包括与主控制器的通信数据处理、与主机的 CAN 通信连接、数据存储和其他功能。DSP 通过 ECAT 通信或者双口 RAM 的形式连接到主控制器，接收主控制器位置指令和速度指令，并将电流、速度、位置等信息反馈给主控制器。MCU 可以根据实际需要选择 DSP 或 ARM 芯片[23-25]。本文设计中采用了分布式设计方案，实现了各关节驱动模块独立设计，便于集成与灵活配置。关节模块分布式硬件设计实物图如图 2 所示。

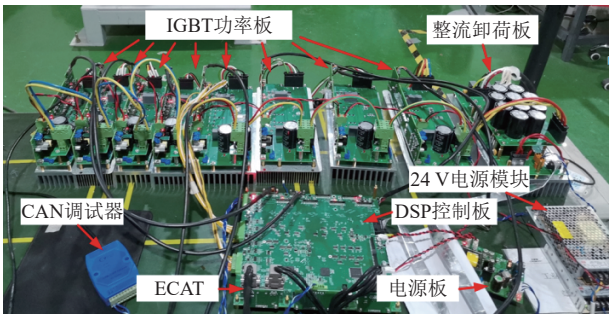


图 2　关节模块分布式硬件设计

3.2 软件流程设计

软件流程如图 3 所示，DSP 作为伺服系统软件与算法处理核心，负责软件功能和算法实现，其中通信模块负责与主控制器之间的数据交互，包括主控制器给伺服发送的使能指令、位置指令、速度指令、电流指令、下使能指令、停机指令等；还包括伺服上传的伺服状态信息、位置信息、反馈速度信息、电流信息等。通信方式可以采取总线方式或并口通信方式，但要保证通信周期的稳定和精确，以确保各个关节具有良好的同步性。为实现快速响应，通信周期通常设计为 1～2 ms。

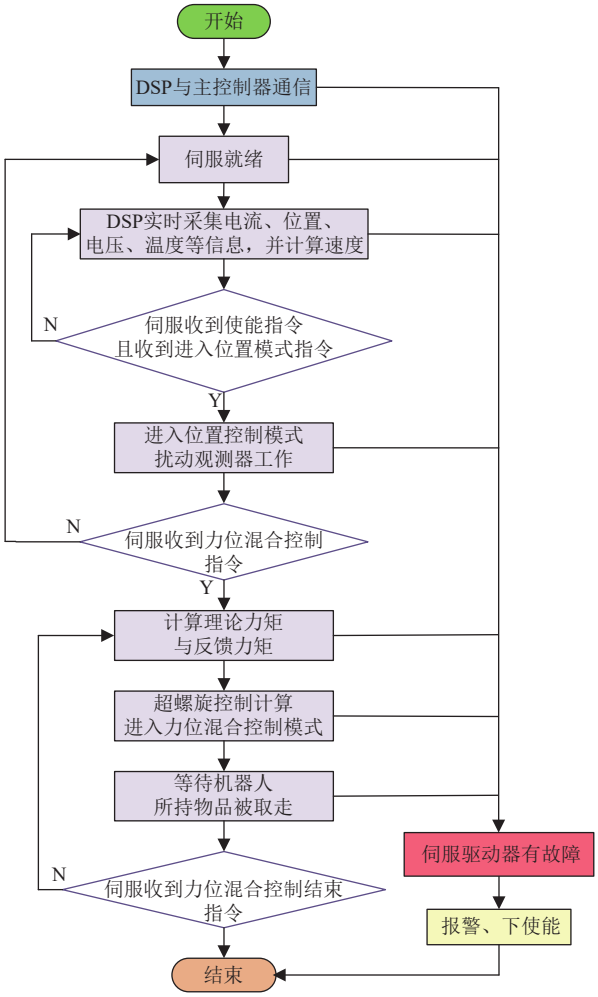


图 3 软件设计流程图

伺服系统若准备就绪，则等待主控命令准备进入使能状态，进入使能状态后，接收主控器的位置与速度指令，进入位置控制模式；同时 DSP 实时采集电机电流、母线电压、温度等数据，根据力位混合控制指令决定进入力位混合控制模式还是仍保持常规位置控制模式。

若是力位混合控制则根据位置信息、速度信息和加速度信息并结合机器人参数，应用式 (26) 计算各个关节的理论力矩，根据电机电流、电机减速比、电机额定转矩等信息计算反馈力矩信息。根据位置、速度、加速度与反馈电流，形成力位混合控制环路，由超螺旋控制器最终生成新的位置指令，进入力位混合控制状态。待物体取出且收到结束力位混合控制指令后，结束力位混合控制流程，回到正常位置控制模式。在整个过程中，伺服驱动器将实时检测自身状态判断是否有故障发生。如果伴随有系统故障发生将让伺服系统去使能并进入故障状态，结束控制流程直到排查出故障。

3.3 力位混合控制方案

为提高鲁棒性及动态响应，本文提出扰动观测对滑膜力位混合控制进行补偿。集成超螺旋控制力位混合控制功能的伺服电机控制原理如图 4 所示，伺服控制采用三环控制结构，即位置控制环、速度控制环、电流控制环。电流控制环是内环，速度环是中间环，位置环是外环。

由于电机转动时其电流是三相交变电流，三相交变电流不利于控制，因此 DSP 采集电机实际三相电流之后，结合电机角度将三相交流电通过数学变换，转换为两相正交交流电，然后将两相交流电再进一步转换为两相直流电。经过数学变换之后，电机电流将转变为直流电 I_d 和 I_q，分别是 d 轴电流环和 q 轴电流环的反馈，最终转换成两个直流控制环。在永磁同步电机控制中，不需要额外的励磁电流，d 轴电流设为 0，除非需要进行高转速的弱磁控制；q 轴电流环来自速度环的输出[26]。

在实际工程应用中需要对反馈速度和给定速度进行滤波。最外环为位置控制环，是对电机进行位置控制的环路，位置反馈来自电机编码器，位置给定来自工业机器人的主控制器，由于电机的控制周期通常小于通信周期，因此位置给定的过程中通常需要进行插值滤波。在实际工程应用中，还需要对电流的反馈和给定分别进行滤波处理。除了进行电机控制外，I_q 还需要进行反馈力矩的计算：

$$T_r = I_q Q_r G R \tag{27}$$

式中，T_r 为关节的反馈力矩；I_q 为电机 q 轴力矩电流；Q_r 为电机额定扭矩；G 为减速比；R 为旋转方向，取值为 1 或者−1。伺服系统速度控制环是对电机进行速度控制的环路，编码器的位置求微分之后得到反馈速度，伺服系统位置控制环的输出作为速度环的速度给定。

基于扰动观测补偿的滑模力位混合控制系统框图如图 5 所示。

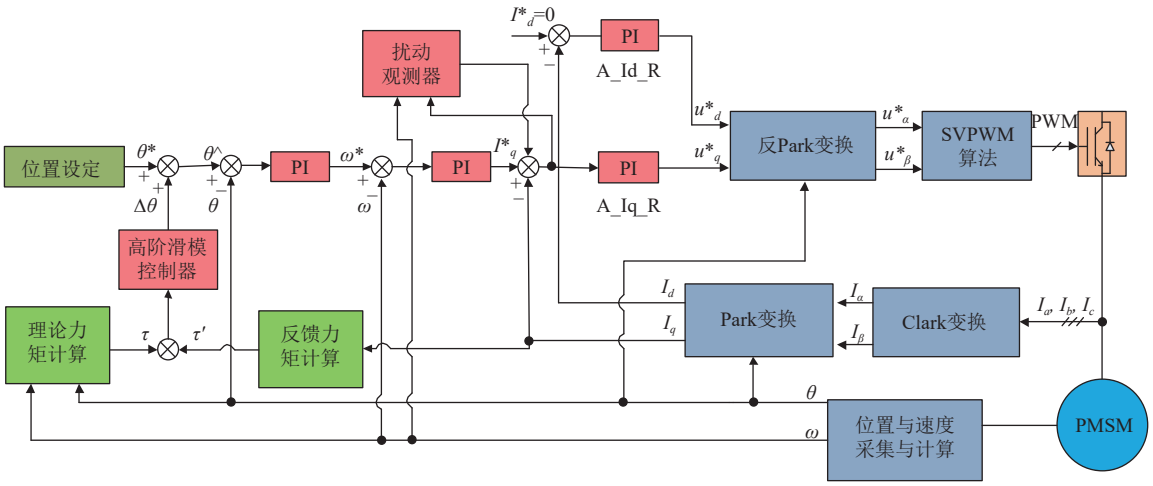


图 4　基于扰动观测补偿的滑模力位混合控制原理图

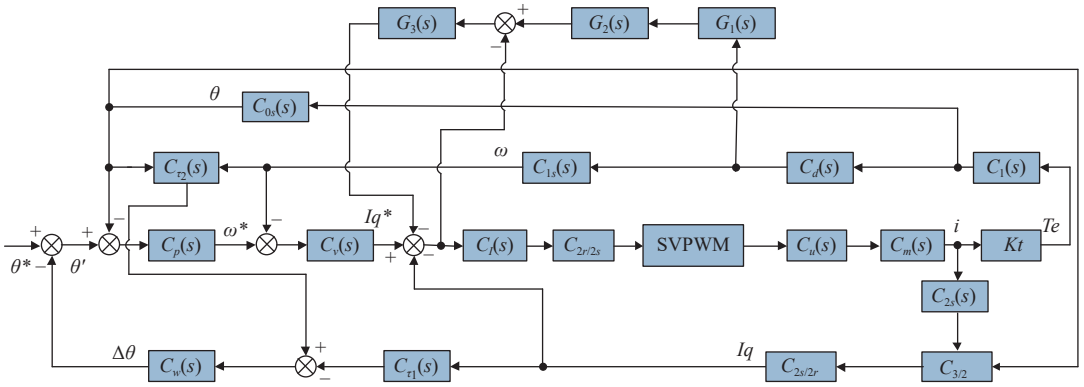


图 5　基于扰动观测补偿的滑模力位混合控制系统框图

控制系统设计的关键是建立系统传递函数[27-28]。主控制器发送期望位置θ^*给伺服驱动器，与$\Delta\theta$求差运算之后的结果再与关节反馈位置θ求差运算再输入位置控制传递函数 $C_p(s)$：

$$C_p(s)=K_{pp} \tag{28}$$

式中，K_{pp}为纯比例环节，因位置控制不允许超调，因此仅设置比例环节。

$C_{0s}(s)$是位置采样传递函数，考虑了位置采样延迟和位置滤波的影响，$C_{0s}(s)$可表示为：

$$C_{0s}(s)=\frac{Q_p}{T_{sp}s+1}\frac{1}{T_{fp}s+1} \tag{29}$$

式中，T_{sp} 为位置采样延迟时间；T_{fp} 为位置滤波系数；Q_p 为位置采样增益系数。

$C_{\tau 2}(s)$为理论力矩计算的传递函数，可表示为：

$$C_{\tau 2}(s)=\frac{1}{\boldsymbol{M}s^2+\boldsymbol{B}s+\boldsymbol{K}} \tag{30}$$

式中，$\boldsymbol{M}$为正定惯性矩阵；$\boldsymbol{B}$为阻尼矩阵（包含科里奥利力和向心力矩阵）；$\boldsymbol{K}$是重力项矩阵，式 (30) 实际上是二阶低通滤波形式。

$C_{\tau 1s}(s)$为反馈力矩计算的传递函数，可表示为：

$$C_{\tau 1s}(s)=K_\tau \tag{31}$$

式中，$K_\tau=Q_rGR$，Q_r 为电机额定扭矩，G 为减速比，R 为旋转方向。

$C_v(s)$为速度控制器的传递函数，为比例控制器与扰动观测器结合的形式，比例系数为 K_{vp}，$C_v(s)$可表示为：

$$C_v(s)=K_{vp} \tag{32}$$

$C_{1s}(s)$为转速采样传递函数，考虑转速采样延迟及转速滤波因素，其中 T_{sv} 为速度采样延迟时间，T_{fv} 为转速滤波处理系数，Q_v 为转速采样增益系数。因此，$C_{1s}(s)$可表示为：

$$C_{1s}(s)=\frac{Q_v}{T_{sv}s+1}\frac{1}{T_{fv}s+1} \tag{33}$$

$\boldsymbol{C}_{2r/2s}$为二相旋转坐标系变换为二相静止坐标系公式：

$$\boldsymbol{C}_{2r/2s}=\begin{bmatrix}\cos\theta & -\sin\theta\\ \sin\theta & \cos\theta\end{bmatrix} \tag{34}$$

SVPWM 是空间矢量脉宽调试算法，为驱动电机产生脉宽调制波形。$C_{2s}(s)$为电流采样传递函数，考虑了电流采样延迟和电流滤波的影响。T_{si}为电流采样延迟时间，T_{fi}为电流滤波系数，Q_i为当前采样增益系数，Q_i的值与采样电阻有关。$C_{2s}(s)$可表示为：

$$C_{2s}(s)=\frac{Q_i}{T_{si}s+1}\frac{1}{T_{fi}s+1} \tag{35}$$

$C_I(s)$为电流控制器，其传递函数为比例积分调节，比例系数和积分时间常数分别为K_{Ip}、T_{Ii}，$C_I(s)$可表示为：

$$C_I(s)=K_{Ip}(1+\frac{1}{T_{Ii}s}) \tag{36}$$

$C_u(s)$为逆变器单元，其传递函数需考虑开关动作延迟、死区影响以及功率器件增益，其中T_{pwm}为开关周期，T_{dt}为死区时间，K_{pwm}为功率器件增益系数，$C_u(s)$可表示为：

$$C_u(s)=\frac{K_{\mathrm{pwm}}}{T_{\mathrm{pwm}}s+1}\frac{1}{T_{\mathrm{dt}}s+1} \tag{37}$$

$C_m(s)$为伺服电机单元，其传递函数可由状态方程推导得出，由于此处是 q 轴电流对 q 轴电压的传递函数，因此忽略旋转电压的影响，其中 R_s 为电机等效电阻，L_q 为电机等效电感，$C_m(s)$可表示为：

$$C_m(s)=\frac{1/R_s}{(L_q/R_s)s+1} \tag{38}$$

K_t 为电机转矩常数，可表示为：

$$K_t=\frac{3}{2}N_p\varphi_r \tag{39}$$

式中，N_p为电机极对数；φ_r为永磁同步电机永磁体磁链。

$C_1(s)$为转速传递函数，其中J_m为电机转动惯量，其表达式为：

$$C_1(s)=\frac{1}{J_m s} \tag{40}$$

$C_{0s}(s)$为位置采样传递函数，考虑位置采样延迟及位置滤波影响；其中 T_{sp} 为位置采样延迟时间，T_{fp} 为位置滤波处理系数，Q_p 为位置采样增益系数。故其表达式为：

$$C_{0s}(s)=\frac{Q_p}{T_{sp}s+1}\frac{1}{T_{fp}s+1} \tag{41}$$

$C_d(s)$ 为微分函数，微分之后，位置转换为速度；$\boldsymbol{G}_{3/2}$为三相静止坐标系变换成两相静止坐标系变换，其表达式如下：

$$\boldsymbol{G}_{3/2}=\sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix}1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2}\\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2}\\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}}\end{bmatrix} \tag{42}$$

$\boldsymbol{C}_{2s/2r}$为两相静止坐标系变换成两相旋转坐标系变换，其表达式为：

$$\boldsymbol{C}_{2s/2r}=\begin{bmatrix}\cos\theta & \sin\theta\\ -\sin\theta & \cos\theta\end{bmatrix} \tag{43}$$

3.4 滑模控制器设计

由于滑模控制对外部扰动（如噪声、机器人惯量的变化等）具有极强的抑制能力，选择滑模控制器作为力位混合控制器具有明显优势，适合非线性系统控制。而高阶滑模控制，其核心优势在于在保持强鲁棒性的同时，显著减少了系统抖振，并提高了控制精度。结合观测器进一步补偿，可进一步提高控制精度和稳定性。考虑到大于三阶的滑模控制将显著增加计算复杂度，本文采用的超螺旋算法是二阶滑模控制，仍属于高阶滑模控制。超螺旋算法在保留滑模控制鲁棒性的同时，解决了抖振问题，能够保证系统状态及其一阶导数在有限时间内收敛到滑模面，非常适合实际工程应用[29-30]。

设计滑模控制的跟踪误差为：

$$e_s=\tau_{1k}-\tau_{2k} \tag{44}$$

滑模面的设计直接决定了系统的收敛速度和动态性能。通过调整滑模面的参数，可以灵活控制状态变量的收敛速度。τ_{1k}为关节 k 的理论计算力矩，τ_{2k}为关节 k 的反馈力矩。超螺旋控制器滑模面为：

$$s=e_s+\lambda\int_0^T e_s\mathrm{d}t \tag{45}$$

式中，滑模面参数λ控制误差的收敛速度，增大λ可使理论力矩与反馈力矩误差更快的减小。力位混合控制的超螺旋控制律设计为：

$$u=-k_1|s|^{\frac{1}{2}}\mathrm{sign}(s)-k_2\int_0^T\mathrm{sign}(s)\mathrm{d}t \tag{46}$$

令$z_s=\int_0^{\mathrm{T}}\mathrm{sign}(s)\mathrm{d}\tau$，则式 (46) 可简化为：

$$u=-k_1|s|^{\frac{1}{2}}\mathrm{sign}(s)-k_2z_s \tag{47}$$

系数 k_1 和 k_2 的选取，决定了系统的稳定性，对超螺旋控制器的滑模面求一阶导数：

$$\dot{s}=\dot{e}_s+\lambda e_s \tag{48}$$

求二阶导数：

$$\ddot{s}=\ddot{e}_s+\lambda\dot{e}_s \tag{49}$$

伺服电机控制可等效为二阶控制系统，二阶系统通用形式为：

$$\ddot{e}_s=\zeta+u \tag{50}$$

式中，ζ为外部的集总扰动或模型不确定性，满足$|\zeta|\leqslant\delta$，有界。将式 (50) 及式 (47) 代入式 (49)，可得：

$$\ddot{s}=\zeta+\lambda\dot{e}_s-k_1|s|^2\mathrm{sign}(s)-k_2z_s \tag{51}$$

取 Lyapunov 函数为：

$$V(x)=\frac{1}{2}\dot{s}^2+\frac{2}{3}k_1|s|^{\frac{3}{2}}+\frac{1}{2}k_2z_s^2 \tag{52}$$

取 k_1>0、k_2>0；则 $V(x)$ 正定。对 $V(x)$ 求导可得：

$$\dot{V}=\dot{s}\ddot{s}+k_1|s|^{\frac{1}{2}}\mathrm{sign}(s)\dot{s}+k_2z_s\mathrm{sign}(s) \tag{53}$$

将式 (51) 代入式 (53) 可得：

$$\dot{V}=\dot{s}(\zeta+\lambda\dot{e}_s)-k_1|s|^{\frac{1}{2}}\mathrm{sign}(s)\dot{s}-$$
$$k_2z_s\dot{s}+k_1|s|^{\frac{1}{2}}\mathrm{sign}(s)\dot{s}+k_2z_s\mathrm{sign}(s) \tag{54}$$

式 (54) 进一步可简化为：

$$\dot{V}=\dot{s}(\zeta+\lambda\dot{e}_s)+k_2z_s[\mathrm{sign}(s)-\dot{s}] \tag{55}$$

在超螺旋控制率的终端趋近项：$-k_1|s|^{\frac{1}{2}}\mathrm{sign}(s)$中，存在 ρ>0，使得：

$$\dot{s}=-\rho\mathrm{sign}(s) \tag{56}$$

而$\dot{s}=-k_1|s|^{\frac{1}{2}}\mathrm{sign}(s)$，因此$\rho=k_1\sqrt{|s|}$，将式 (56) 代入$k_2z_s[\mathrm{sign}(s)-\dot{s}]$，得：

$$k_2z_s[\mathrm{sign}(s)-\dot{s}]=k_2(1+\rho)z_s\mathrm{sign}(s) \tag{57}$$

式中，$z_s\mathrm{sign}(s)=\int_0^{\mathrm{T}}\mathrm{sign}(s)^2\mathrm{d}\tau>0$，只要式 (55) 中$\dot{s}(\zeta+\lambda\dot{e}_s)=-k_1|s|^{\frac{1}{2}}\mathrm{sign}(s)(\zeta+\lambda\dot{e}_s)<0$，取合适的 k_1，使得$\dot{s}(\zeta+\lambda\dot{e}_s)$的绝对值大于$k_2z_s[\mathrm{sign}(s)-\dot{s}]$，则式 (55)$\dot{V}<0$，使得系统稳定。

3.5　扰动观测器设计

为进一步提高力位混合控制的稳定性及精度，本文结合转速反馈设计基于二阶低通滤波的扰动观测器，并将它补偿到电流控制环前馈中[31-32]。如图 5 所示，扰动观测器补偿包含 $G_1(s)$、$G_2(s)$、$G_3(s)$ 以及加法模块，现进行详细分解如图 6 所示。

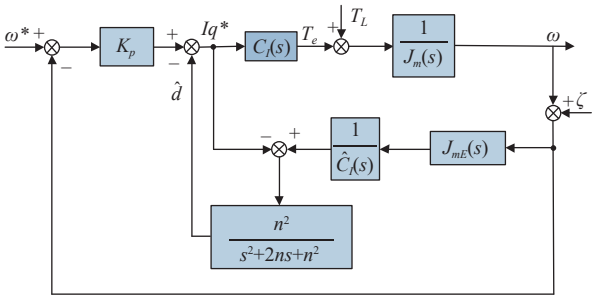


图 6　电流前馈扰动观测器控制框图

为简化分析，图 6 中省略了坐标变换环节。并将电机视为理想同步电机。T_L 为负载扰动，ζ为外界噪声。分析电流前馈扰动观测器的传递函数。从速度给定ω^*到速度输出ω的传递函数为：

$$G_\omega(s)=\frac{K_PC_I(s)\widehat{C}_I(s)(s^2+2ns+n^2)}{J_m\widehat{C}_I(s)s^3+2J_m\widehat{C}_I(s)ns^2+J_{m\mathrm{E}}C_I(s)n^2s+K_PC_I(s)\widehat{C}_I(s)(s^2+2ns+n^2)} \tag{58}$$

负载扰动 T_L 到速度输出ω的传递函数为：

$$G_d(s)=\frac{-\widehat{C}_I(s)(s^2+2ns)}{J_m\widehat{C}_I(s)s^3+2J_m\widehat{C}_I(s)ns^2+J_{m\mathrm{E}}C_I(s)n^2s+K_PC_I(s)\widehat{C}_I(s)(s^2+2ns+n^2)} \tag{59}$$

外界噪声ζ到速度输出ω的传递函数为：

$$G_\zeta(s)=\frac{-J_{mE}C_I(\mathrm{s})n^2s-K_PC_I(s)\widehat{C}_I(s)(s^2+2ns+n^2)}{J_m\widehat{C}_I(s)s^3+2J_m\widehat{C}_I(s)ns^2+J_{m\mathrm{E}}C_I(s)n^2s+K_PC_I(s)\widehat{C}_I(s)(s^2+2ns+n^2)} \tag{60}$$

式 (58)～式 (60) 中，$\widehat{C}_I(\mathrm{s})$为传递函数$C_I(s)$的估计；$J_{m\mathrm{E}}$是电机惯量$J_m$的估计；$K_P$是速度环的比例系数；$n$ 为二阶滤波器时间常数的倒数。

分析传递函数$G_\omega(s)=\frac{\omega}{\omega^*}$与$G_d(s)=\frac{\omega}{T_L}$在低频时的增益：

$$\left.\frac{\omega}{\omega^*}\right|_{s\to0}=1,\ \left.\frac{\omega}{T_L}\right|_{s\to0}=0 \tag{61}$$

即在低频时，速度输出ω与速度给定ω^*之间的

比值为 1，速度输出等于速度给定，不受影响；速度输出 ω 与负载扰动 T_L 之间的比值为 0，任何负载扰动信号都不会影响速度输出。当二阶滤波时间趋于无穷大，即 $n\to 0$ 时，由式 (58) 和式 (59) 可知：

$$\left.\frac{\omega}{\omega^*}\right|_{n\to 0}=\frac{K_P C_I(s)}{J_m s+K_P C_I(s)},\quad \left.\frac{\omega}{T_L}\right|_{n\to 0}=\frac{-1}{J_{mE}s+K_P C_I(s)} \tag{62}$$

由式 (61) 与式 (62) 可知，系统可无稳态误差地跟踪速度给定，外部阶跃负载扰动对速度输出没有影响。调整滤波时间常数，可以改善响应。为便于分析，假设估计能够与实际模型对应，即 $J_{mE}=J_m$、$\widehat{C}_I(s)=C_I(s)$，则外界噪声 ζ 到速度输出 ω 的传递函数 $G_\zeta(s)$ 伯德图如图 7 所示（取 n=100、J_m= 0.01、K_p=10）。实际上，外界噪声一般为高频信号。从图 7 的伯德图中可以看出，加入扰动观测器补偿后，对高频信号抑制作用明显。

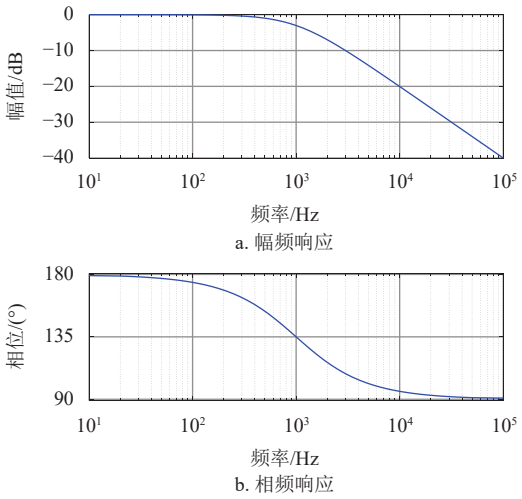


图 7 外界噪声 ζ 到速度输出 ω 的传递函数 $G_\zeta(s)$ 伯德图

4 实验与结果分析

在实验环节，采用了负载为 50 kg 的工业机器人进行了测试，在机器人零点附近，对 Z 轴方向进行了力位混合控制，实际的力位混合控制位姿如图 8 所示。在 Z 轴方向，工业机器人将上下轻微浮动。

图 9 为力位混合控制阶段工业机器人伺服系统计算出来的关节 1 的理论力矩以及反馈力矩。从图 9 中可以看出，在图 8 位姿状态下，关节 1 的理论力矩和反馈力矩都较小。实际上当机器人正装时，在力位混合控制状态下，关节 1 基本不受力，其力矩很小，关节 1 处于稳态阶段。不存在速度和加速度，且机器人参数固定，因此理论力矩稳定；而反馈力矩基于电流采样，反馈力矩纹波大于理论力矩。



图 8 力位混合控制时机器人实际位姿

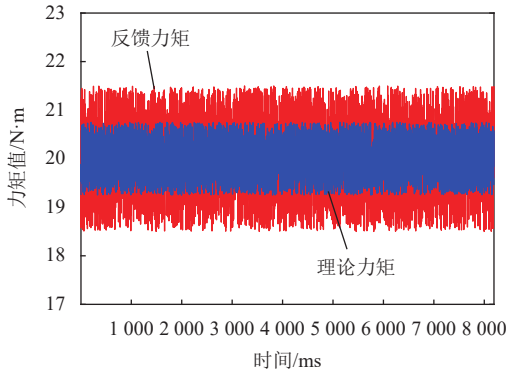


图 9 关节 1 的理论力矩和反馈力矩曲线

图 10 显示的是图 8 位姿下，伺服系统关节 1 的力位混合控制器输出值；由于理论力矩和反馈力矩都很小，力位混合控制器的输出值在 0 附近，关节 1 处于几乎不运动状态。

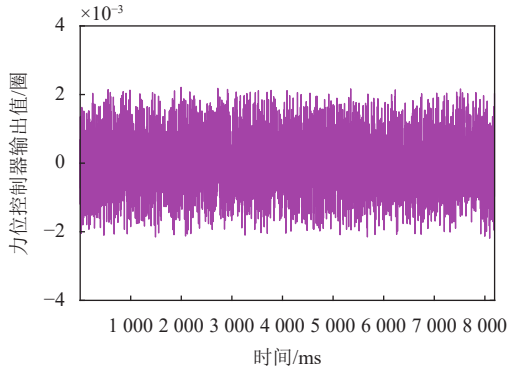


图 10 关节 1 超螺旋控制器的输出值曲线

图 11 显示的是图 8 位姿下，关节 2 的理论力矩和反馈力矩。关节 2 受力较大，理论力矩和反馈力矩存在一定偏差，因为机器人动力学参数与实际值存在一定的误差，理论力矩和反馈力矩不会完全重合。这也会导致关节 2 的力位控制器的输出有一定的数值，叠加到位置控制环路，将会使关节 2 处于沿着 Z 轴上下微动的状态，也就是处于软浮动状态，这也是力位混合控制的一个效果，能达到柔顺

取物的目的。对于关节 2，力位混合处于动态阶段，反馈力矩在理论力矩附近波动。

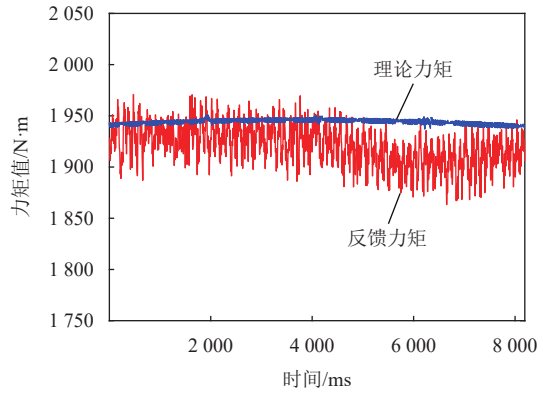


图 11　关节 2 的理论力矩和反馈力矩曲线

图 12 显示了关节 2 力位混合控制器的输出值。关节 2 受力较大，力位混合控制器的输出值也较大，会使关节 2 发生位移。

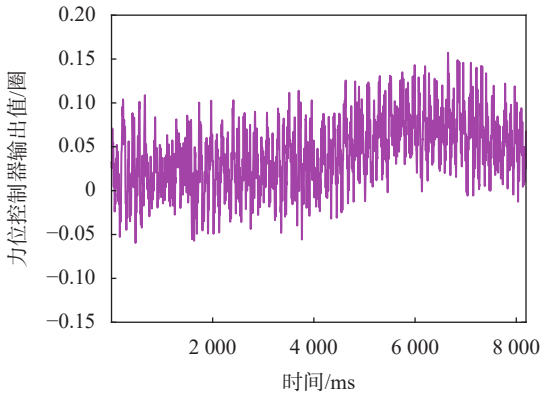


图 12　关节 2 超螺旋控制器的输出值曲线

图 13 显示的是图 8 位姿下，关节 3 的理论力矩和反馈力矩。在图 8 位姿下，关节 3 受力也较大，同样将会处于沿着 Z 轴上下微微浮动的状态。

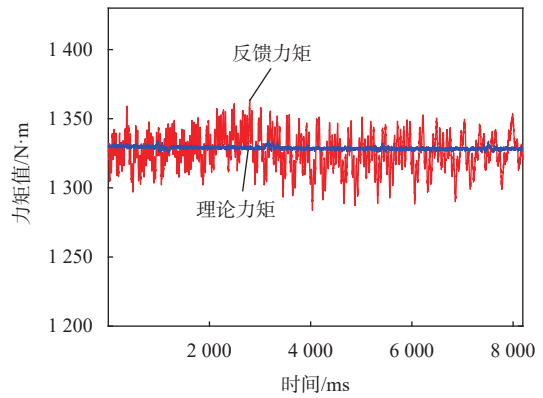


图 13　关节 3 的理论力矩和反馈力矩曲线

图 14 显示了关节 3 力位控制器的输出值。力位混合控制器的输出值叠加到关节 3 的位置控制环路，也将会导致关节 3 处于轻微浮动状态。

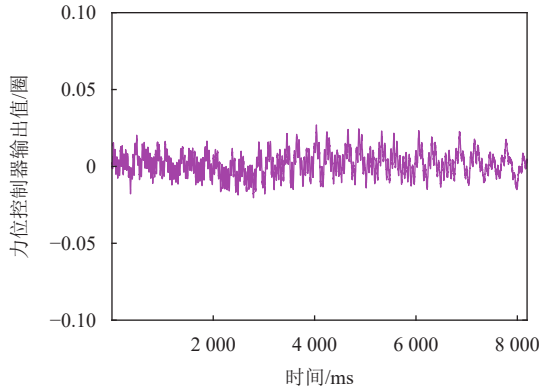


图 14　关节 3 超螺旋控制器的输出值曲线

图 15 显示了力位混合控制状态下，关节 4 的理论力矩和反馈力矩，可见关节 4 也受到了一定的力，因此反馈力矩和理论力矩的差值将会让伺服系统关节 4 的力位控制器产生作用。

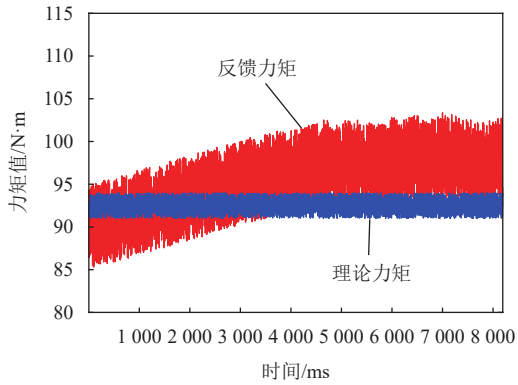


图 15　关节 4 的理论力矩和反馈力矩

图 16 显示了关节 4 力位控制器的输出值，伺服系统关节 4 力位控制器的输出值叠加到关节 4 的位置控制环路，会导致关节 4 处于微动状态。

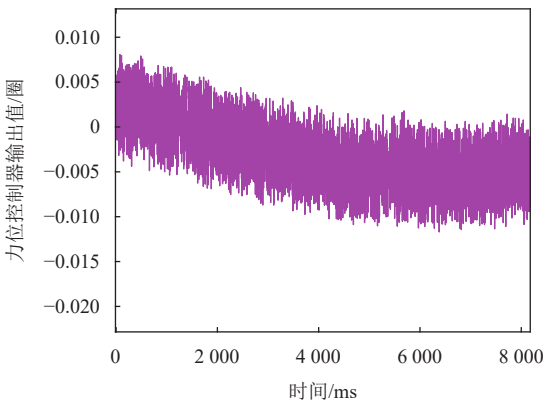


图 16　关节 4 超螺旋控制器的输出值

图 17 显示了关节 5 的理论力矩和反馈力矩，可见关节 5 也受到了一定的力，理论力矩和反馈力

矩存在差值，因此其差值会让关节 5 的力位控制器产生作用。

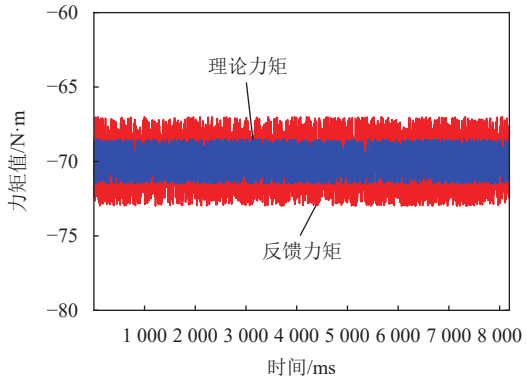


图 17　关节 5 的理论力矩和反馈力矩曲线

图 18 显示了图 8 位姿下，伺服系统关节 5 力位混合控制器的输出值。其值叠加到关节 5 的位置控制环路，将会使原位置发生偏移，产生细微运动。

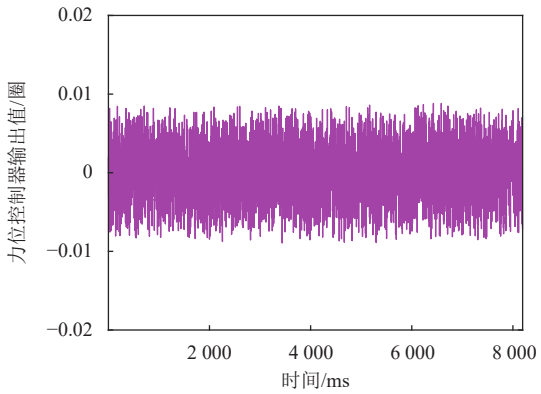


图 18　关节 5 超螺旋控制器的输出值曲线

图 19 显示关节 6 的理论力矩和反馈力矩都很小，关节 6 处于几乎不受力的状态。但在其他位姿的情况下，关节 6 很可能是受力的。

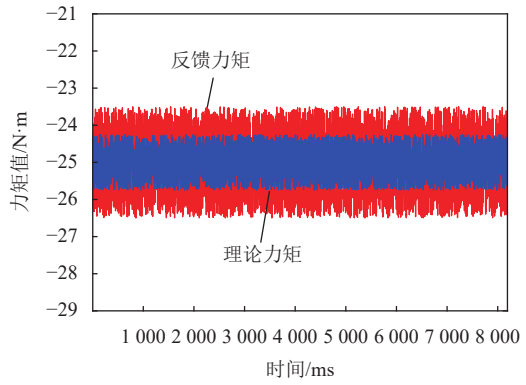


图 19　关节 6 的理论力矩和反馈力矩曲线

图 20 显示的是关节 6 力位控制器的输出值，由于关节 6 处于不受力的姿态，反馈力矩和理论力矩都比较小，反馈力矩与理论力矩的差值接近于 0，输入力位控制器的值也小，将导致 6 轴处于不动的状态。但一旦有外力的输入，如接触到取物抓手，并且取物抓手施加了一定的力，那么 6 轴将会微动，便于取物。从实验结果可以看出，在图 8 的位姿下，关节 2 和关节 3 受到了较大的力。伺服系统力位混合控制器的输入也较大，导致伺服系统力位控制器的输出也相对较大。这将使得关节 2 和关节 3 处于微动的软浮动状态，与预期相符。而受力较小的关节 4 和关节 5，微动的效果不明显。不受力的关节 1 和关节 2 几乎处于静止的状态。当有取物抓手接触时，能够实现柔顺取物。

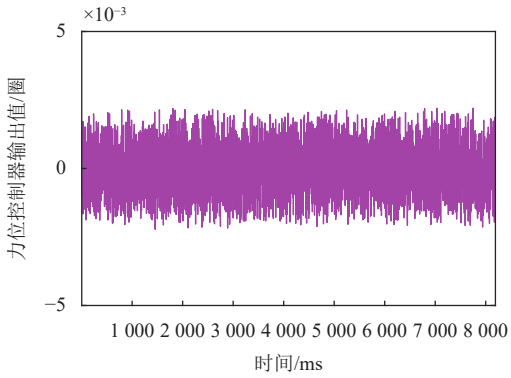


图 20　关节 6 超螺旋控制器的输出值曲线

5　结束语

传统的工业机器人所采用的位置控制，并不具备柔顺的特性，其柔顺度几乎为零。通过工业机器人理论力矩与反馈力矩的计算，结合伺服系统中设计的超螺旋控制器，实现了工业机器人柔顺度的控制，并增加扰动观测器，进一步增强系统稳定性。解决了传统位置控制不具备柔顺度的问题，相较于传统的位置控制算法，机器人柔顺度得到了质的提高。

当工业机器人受到外力时，其反馈力矩发生改变，使超螺旋控制器产生输入“偏差”，通过调节后其“位置偏差”输入位置控制环，使工业机器人产生了柔顺性。同时因机器人位置发生改变，理论力矩又反过来“阻碍”位移的变动。通过调节超螺旋控制器的控制参数便可改变柔顺度 C。对于潜在的外界干扰，增加了干扰观测器，并在理论层面进行了详细分析，有效抑制外界扰动。在实际应用场景中，通过调整控制参数，使工业机器人在不同场景可获得不同的柔顺度，以满足不同物品的柔顺取用。

参 考 文 献

[1] Gierlak P. Hybrid position/force control in robotised

machining[J]. Solid State Phenomena, 2014, 210: 192-199.
[2] Madani M, Moallem M. Hybrid position/force control of a flexible parallel manipulator[J]. Journal of the Franklin Institute, 2011, 348(6): 999-1012.
[3] 郝亮亮, 刘小娟, 简阔, 等. 冗余驱动并联机器人的力位混合控制对比研究[J]. 组合机床与自动化加工技术, 2025(5): 106-109.
Hao Liangliang, Liu Xiaojuan, Jian Kuo, et al. Comparative study on force-position hybrid control of redundant-driven parallel robots[J]. Modular Machine Tool & Automatic Manufacturing Technique, 2025(5): 106-109. (in Chinese)
[4] 彭定亮, 郭宇飞, 李慧子, 等. 考虑风扰的空中机械臂系统力位混合控制[J]. 武汉科技大学学报, 2023, 46(5): 393-400.
Peng Dingliang, Guo Yufei, Li Huizi, et al. Force and position hybrid control for aerial manipulator system with wind disturbance considered[J]. Journal of Wuhan University of Science and Technology, 2023, 46(5): 393-400. (in Chinese)
[5] Zhou Haibo, Ma Shitai, Wang Guilian, et al. A hybrid control strategy for grinding and polishing robot based on adaptive impedance control[J]. Advances in Mechanical Engineering, 2021, 13(3): 1-21.
[6] Ravandi A K, Khanmirza E, Daneshjou K. Hybrid force/position control of robotic arms manipulating in uncertain environments based on adaptive fuzzy sliding mode control[J]. Applied Soft Computing, 2018, 70: 864-874.
[7] Kashani M R, Malekzadeh M, et al. Effective hybrid force/position control of robots using reinforcement learning[J]. International Journal of Systems Science, 2025, 56(16): 3938-3957.
[8] Goldsmith P B, Francis B A, Goldenberg A A. Stability of hybrid position/force control applied to manipulators with flexible joints[J]. International Journal of Robotics and Automation, 1999, 14(4): 146-160.
[9] Spyrakos-Papastavridis E, Childs P R N, Dai J S. Passivity preservation for variable impedance control of compliant robots[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2020, 25(5): 2342-2353.
[10] 战强. 机器人学: 机构、运动学、动力学及运动规划[M]. 北京: 清华大学出版社, 2019: 73-113.
Zhan Q. Robotics: Mechanisms, kinematis, dynamics and motion planning[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2019: 73-113. (in Chinese)
[11] Yang Xingyu, Zhou Zhengxue, Li Leihui, et al. Collaborative robot dynamics with physical human–robot interaction and parameter identification with PINN[J]. Mechanism and Machine Theory, 2023, 189: 105439.
[12] Park F C, Kim B, Jang C, et al. Geometric algorithms for robot dynamics: A tutorial review[J]. Applied Mechanics Reviews, 2018, 70(1): 010803.
[13] Zhang Tao, Song Yuntao, Wu Huapeng, et al. A novel method to identify DH parameters of the rigid serial-link robot based on a geometry model[J]. Industrial Robot: The International Journal of Robotics Research and Application, 2021, 48(1): 157-167.
[14] Sun Jundi, Cao Guangzhong, Li Wenbo, et al. Analytical inverse kinematic solution using the D-H method for a 6-DOF robot[C]//Proceedings of the 2017 14th International Conference on Ubiquitous Robots and Ambient Intelligence. Jeju: IEEE, 2017: 714-716.
[15] Cai Jie, Deng Jinlian, Zhang Wei, et al. Modeling method of autonomous robot manipulator based on D-H algorithm[J]. Mobile Information Systems, 2021, 2021(1): 4448648.
[16] Yang H, Lee D. Dynamics and control of quadrotor with robotic manipulator[C]//Proceedings of 2014 IEEE International Conference on Robotics and Automation. Hong Kong, China: IEEE, 2014: 5544-5549.
[17] Fateh M M. Robust control of flexible-joint robots using voltage control strategy[J]. Nonlinear Dynamics, 2012, 67(2): 1525-1537.
[18] Boubaker O. The inverted pendulum: A fundamental benchmark in control theory and robotics[C]//Proceedings of International Conference on Education and E-Learning Innovations. Sousse: IEEE, 2012: 1-6.
[19] Sousa C D, Cortesão R. Inertia tensor properties in robot dynamics identification: A linear matrix inequality approach[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2019, 24(1): 406-411.
[20] Cen Lejun, Melkote S N. Effect of robot dynamics on the machining forces in robotic milling[J]. Procedia Manufacturing, 2017, 10: 486-496.
[21] Rone W S, Ben-Tzvi P. Continuum robot dynamics utilizing the principle of virtual power[J]. IEEE Transactions on Robotics, 2014, 30(1): 275-287.
[22] Gautier M, Janot A, Vandanjon P O. A new closed-loop output error method for parameter identification of robot dynamics[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2013, 21(2): 428-444.
[23] Shirabe K, Swamy M, Kang J K, et al. Advantages of high frequency PWM in AC motor drive applications[C]// Proceedings of 2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. Raleigh: IEEE, 2012: 2977-2984.
[24] Lim C S, Levi E, Jones M, et al. A comparative study of synchronous current control schemes based on FCS-MPC and PI-PWM for a two-motor three-phase drive[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(8): 3867-3878.
[25] Song M G, Kim S M, Lee K B. Independent switching technique to remove abnormal output voltage in hybrid active NPC inverters[J]. Journal of Power Electronics, 2021, 21(1): 85-93.
[26] Biabani M A K A, Ali S M. Control of induction motor drive using space vector PWM[C]//Proceedings of 2016 International Conference on Electrical, Electronics, and Optimization Techniques. Chennai: IEEE, 2016: 3344-3351.
[27] Li Teng, Xing Hongjun, Hashemi E, et al. A brief survey of observers for disturbance estimation and compensation [J]. Robotica, 2023, 41(12): 3818-3845.
[28] Hassan H, Domínguez C, Martínez J M, et al. A multidisciplinary PBL robot control project in automation and electronic engineering[J]. IEEE Transactions on Education, 2015, 58(3): 167-172.
[29] 刘金琨. 滑模变结构控制 MATLAB 仿真: 基本理论与设计方法[M]. 4 版. 北京: 清华大学出版社, 2019: 33-89.
Liu Jinkun. Sliding mode control design and MATLAB simulation: The basic theory and design method[M]. 4th ed. Beijing: Tsinghua University Press, 2019: 33-89. (in Chinese)
[30] Wang Xiaojing, Feng Yaming, Sun Yuwei. Research on improved active disturbance rejection control of continuous rotary motor electro-hydraulic servo system[J]. Journal of Central South University, 2020, 27(12): 3733-3743.
[31] Komada S, Ishida M, Ohnishi K, et al. Disturbance observer-based motion control of direct drive motors[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 1991, 6(3): 553-559.
[32] Gil J, You S, Lee Y, et al. Nonlinear sliding mode controller using disturbance observer for permanent magnet synchronous motors under disturbance[J]. Expert Systems with Applications, 2023, 214: 119085.

责任编辑　张　莉