

2-TPR/2-TPS 并联机构的精密运动控制*

陈明方, 张祥, 胡康康, 陈中平, 张永霞

昆明理工大学机电工程学院, 云南 昆明 650031

摘要: 在传统PID控制下, 电机驱动的2-TPR/2-TPS并联机构因负载变化会引起末端轨迹跟踪精度较低。因此, 文章提出了伺服电机速度环模糊PID控制和位置环P控制结合的双闭环控制方法。针对变负载系统的切换PID控制器和增量式自适应模糊PID控制器, 搭建了基于SIMSCAPE的Electronics-Multibody联合仿真控制系统, 并对3种控制策略下的动平台末端轨迹和驱动支链位移误差进行了对比分析。仿真结果表明, 针对2-TPR/2-TPS并联机构的变负载特性, 变PID控制策略下的动平台轨迹跟踪精度更高; 相对于分段PID控制, 自适应模糊PID控制具有更优的动态性能和更高的末端轨迹跟踪精度。

关键词: 2-TPR/2-TPS 并联机构; 变负载; 轨迹跟踪; 自适应模糊PID

中图分类号: TP202⁺.7 **文献标志码:** A **文章编号:** 2097-0137(2022)05-0041-09

Precision motion control of 2-TPR/2-TPS parallel mechanism

CHEN Mingfang, ZHANG Xiang, HU Kangkang, CHEN Zhongping, ZHANG Yongxia

College of Mechanical and Electrical Engineering, Kunming University of Science and Technology, Kunming 650031, China

Abstract: The end trajectory tracking accuracy of the motor-driven 2-TPR/2-TPS parallel mechanism under traditional PID control is low due to load changes. Therefore, a double closed-loop control combining servo motor speed loop fuzzy PID control and position loop P control is proposed. Based on the trajectory planning of the end of the moving platform and the analysis of the branch chain driving torque, the switching PID controller and the incremental adaptive fuzzy PID controller for the variable load system are designed, and the Electronics-Multibody joint simulation control system based on SIMSCAPE is built. A comparative analysis of the displacement error of the end trajectory of the moving platform and the driving branch chain under the three control strategies is carried out. The simulation results show that for the variable load characteristics of the 2-TPR/2-TPS parallel mechanism, the trajectory tracking accuracy of the moving platform under the variable PID control strategy is higher. Compared with the segmented PID control, the adaptive fuzzy PID control has better dynamic performance and higher end trajectory tracking accuracy.

Key words: 2-TPR/2-TPS parallel mechanism; variable load; trajectory tracking; adaptive fuzzy PID

并联机构是一个高度非线性的多输入多输出系统, 各关节间存在着耦合惯性和干扰, 且随时变位姿参数而变化。动平台位姿难以测量, 难以搭建全闭环控制系统等因素均会影响系统的控制精度和响应特性^[1-3]。为了提高并联机构的轨迹跟

踪精度和动态性能, 国内外学者针对其控制系统做了大量研究工作。鲁开讲等^[2]提出基于模型的参考自适应控制策略, 将平面3自由度并联机构运动过程中的参数变化和未建模误差视为干扰信号, 并引入前馈和反馈环节, 提高了动平台轨迹跟踪

* 收稿日期: 2021-07-06

录用日期: 2021-08-18

网络首发日期: 2022-01-18

基金项目: 国家自然科学基金(51965029)

作者简介: 陈明方(1975年生), 男; 研究方向: 机器人控制算法; E-mail: mfchen111@sina.com

精度和抗干扰能力。崔学良等^[4]针对冗余驱动并联机构中冗余支链力阻抗控制模型随位姿变化的问题,设计了一种模糊PID控制器,与非冗余驱动支链的位置控制模型组成整机的力/位混合控制模型,实现了对冗余驱动并联机构的柔顺性控制。赵劲松等^[5]针对液压并联机构多维力加载系统非线性、时变和强耦合的系统特性,提出了一种模糊PID与小脑模型神经网络并行的控制策略,并通过实验证明输出信号与指令信号几乎没有力/力矩幅值衰减与相位滞后,控制精度明显提高。孔德庆等^[6]针对一种3自由度平动并联机构因模型简化和外部干扰对控制系统的不确定性影响,在考虑交流伺服电机动力学特性的基础上设计了一种鲁棒轨迹跟踪策略,仿真表明该控制策略可有效抑制其不确定影响,保证系统稳定性。高国琴等^[7]针对虚拟轴机床并联机构系统模型复杂且准确建模难度大的问题,提出了一种新型自适应动态滑模控制方法,通过仿真和试验证明其控制系统具有较好的自适应能力、较强的鲁棒性和良好的动静态性能。

PID控制具有控制简单、无需对被控对象建模、易于实现、可靠性高等优点,广泛应用于机器人运动控制中。因并联机构具有高度非线性、难以求解精确数学模型的特点,PID控制在并联机构控制中具有良好的适用性。随着智能控制理论的发展,与智能算法结合的先进PID控制展现了优越的控制性能^[8-10]。冯李航等^[11]以Delta系列机器人为对象,对并联机器人控制策略进行了综述,指出模糊控制在非线性、大干扰、无明确数学模型的并联机构控制上具有显著优势。本文以2-TPR/2-TPS并联机构^[12]为研究对象,考虑系统动态性能、各支链丝杠驱动力矩的时变特性以及直流无刷电机变负载条件下的运动特性等因素,搭建了基于SIMSCAPE的Electronics-Multibody速度-位移双闭环联合仿真控制系统,进行了传统PID、分段PID和自适应模糊PID控制的仿真与分析。

1 机构分析

2-TPR/2-TPS并联机构是一种新型空间4自由度非对称并联机构,其结构如图1所示。 R_1 、 R_2 、 S_1 、 S_2 分别为动平台的两个转动副和两个球副, T_1 、 T_2 、 T_3 、 T_4 分别为定平台的4个虎克铰, P_1 、 P_2 、 P_3 、 P_4 为连接动平台和定平台的4条移动副支链,定坐标系 $O_1x_1y_1z_1$ 原点 O_1 和动坐标系 $O_2x_2y_2z_2$ 原点 O_2 分别位于线段 T_1T_2 和 R_1R_2 的中点,

y_1 轴和 y_2 轴分别与两线段重合, z_1 轴和 z_2 轴分别与定平台和动平台所在平面垂直。

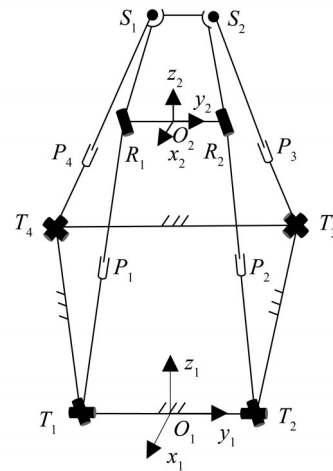


图1 2-TPR/2-TPS并联机构简图

Fig. 1 2-TPR/2-TPS parallel mechanism diagram

实物样机采用伺服电机驱动丝杠的方式控制4条支链的运动,实物模型如图2所示。



图2 并联机构实物样机

Fig. 2 Parallel mechanism physical prototype

1.1 路径规划

机器人末端路径规划包括3个任务^[13]:定义末端执行器在两点之间的一条几何曲线;定义两个方向之间的旋转运动;定义坐标变化在两个给定值之间的一个时间函数。

对并联机构进行路径规划,不仅要保证动平台根据期望位姿进行运动,还要避免动平台加速度突变带来的关节冲击和机构抖振,使动平台按期望轨迹精确平滑地运动^[10]。基于运动学反解的关节空间控制策略通过控制驱动杆跟踪期望杆长位移曲线来间接跟踪动平台期望位姿,驱动杆位

移跟踪精度直接决定了动平台运动精度。为了使动平台在一定时间内精确地跟踪期望轨迹, 且各个位姿分量的速度、加速度曲线平滑, 需要对动平台运动轨迹进行合理的路径规划, 并通过运动学反解映射到关节空间, 作为并联机构期望输入信号。

2-TPR/2-TPS 并联机构动平台的6个位姿参数具有耦合性^[14], 进行路径规划时要根据对动平台位姿的变化需求选取相应的独立位姿参数。为了验证其在笛卡尔坐标系中的平动能力, 选取 $[x, y, z, \theta_x]$ 为动平台独立位姿参数, 并在其工作空间^[15]内规划一条圆形路径, 轨迹方程为

$$\begin{cases} x(t) = r_0 \cos(\theta(t)), \\ y(t) = r_0 \sin(\theta(t)), \\ z(t) = z_0(t), \\ \theta_x(t) = \theta_{x0}(t), \\ \theta_y(t) = \arctan\left(\frac{x(t)}{z(t)}\right), \\ \theta_z(t) = 0, \end{cases} \quad (1)$$

式中 $x(t), y(t), z(t)$ 为动坐标系原点 O_2 相对于定坐标系原点 O_1 的坐标分量; r_0 为圆轨迹半径; $\theta(t)$ 为半径 r_0 与定坐标系 x_1 轴的夹角; $\theta_x(t), \theta_y(t), \theta_z(t)$ 分别为动坐标系相对于定坐标系 x_1 轴、 y_1 轴、 z_1 轴的旋转角度。

在此路径中, 仅 $x(t)$ 和 $y(t)$ 是时变量, 为了避免动平台的速度、加速度突变, 需对 θ 进行边界条件限制, 其边界条件为

$$\begin{cases} \theta_{t_0} = 0, & \dot{\theta}_{t_0} = 0, & \ddot{\theta}_{t_0} = 0; \\ \theta_{t_f} = 2\pi i, & \dot{\theta}_{t_f} = 0, & \ddot{\theta}_{t_f} = 0, \end{cases} \quad (2)$$

式中 θ_{t_0} 为起始时刻 θ 值; $\dot{\theta}_{t_0}$ 为起始时刻速度值; $\ddot{\theta}_{t_0}$ 为起始时刻加速度值; θ_{t_f} 为停止时刻 θ 值; $\dot{\theta}_{t_f}$ 为停止时刻速度值; $\ddot{\theta}_{t_f}$ 为停止时刻加速度值。

五次多项式路径可以满足式(2)所示边界条件, 设 $\theta(t)$ 的表达式为

$$\theta(t) = a_0 + a_1 t + a_2 t^2 + a_3 t^3 + a_4 t^4 + a_5 t^5. \quad (3)$$

将式(2)代入式(3), 可求得 $\theta(t)$ 和式(1)所示动平台轨迹方程的时变函数。将式(1)代入2-TPR/2-TPS 并联机构反解方程^[14], 求得4条驱动支链的位移时变函数及速度时变函数, 作为控制系统期望输入信号。

1.2 丝杠驱动力矩分析

2-TPR/2-TPS 并联机构各支链滑块通过虎克铰与定平台连接, 采用滑块相对位置固定、丝杠旋

转的设计方案控制各支链的长度。机构运动过程中, 各支链电机负荷力矩会随着丝杠驱动力矩和丝杠角加速度的变化而变化^[16-17], 整个机构是由4个子系统组成的变负载系统。

丝杠驱动力矩 T_D 是丝杠总轴向负载 F_a 的函数, 如式(4)所示

$$T_D = \frac{F_a P_h}{2\pi\eta_1}, \quad (4)$$

式中 T_D 为丝杠驱动力矩; F_a 为总轴向负载; P_h 为丝杠导程; η_1 为丝杠和滑块之间的传动效率。

电机总负荷力矩 T_M 为

$$\begin{cases} T_M = J_M \dot{\omega} + T_L, \\ T_L = (T_{PL} + T_D + T_f) \frac{1}{i_b \eta_2}, \end{cases} \quad (5)$$

式中 T_M 为电机总负荷力矩; J_M 为驱动电机轴上的转动惯量; $\dot{\omega}$ 为丝杠进给角加速度; T_{PL} 为滚珠丝杠阻力矩; T_f 为滚珠丝杠副摩擦力矩; i_b 为电机轴与丝杠间减速转置传动比; η_2 为电机轴与丝杠间减速转置传动效率。

2 控制系统设计

并联机构控制分为路径规划级控制和驱动执行级控制。路径规划级控制本质上是基于机构反解, 根据末端执行器的期望路径求解各关节理论运动指令; 驱动执行级控制则是基于各关节理论运动指令, 精准、快速完成实际驱动系统的伺服控制^[1]。

基于动力学的控制策略对并联机构动力学模型的准确性要求较高, 对于复杂的并联机构而言, 建立精确动力学模型比较困难, 由简化模型得出的动力学反解, 其关节信号与理论值存在偏差, 必须通过复杂的控制算法补偿, 控制系统复杂且不易达到理想控制效果。基于运动学的控制策略通过机构运动学反解, 可以得到关节驱动信号解析解, 验证后可直接作为驱动系统期望输入信号, 将并联机构精度控制问题简化为对驱动执行级的伺服系统误差控制问题。

2-TPR/2-TPS 并联机构通过伺服电机驱动, 为了满足动平台及丝杠运动过程中的精度和动态性能要求, 采用速度驱动方式, 进行速度-位移双闭环反馈控制。控制系统总框图如图3所示。

基于SIMSCAPE的Electronics-Multibody联合仿真控制系统如图4所示。

2.1 分段PID控制

分段PID控制器由多个传统PID控制器组成,

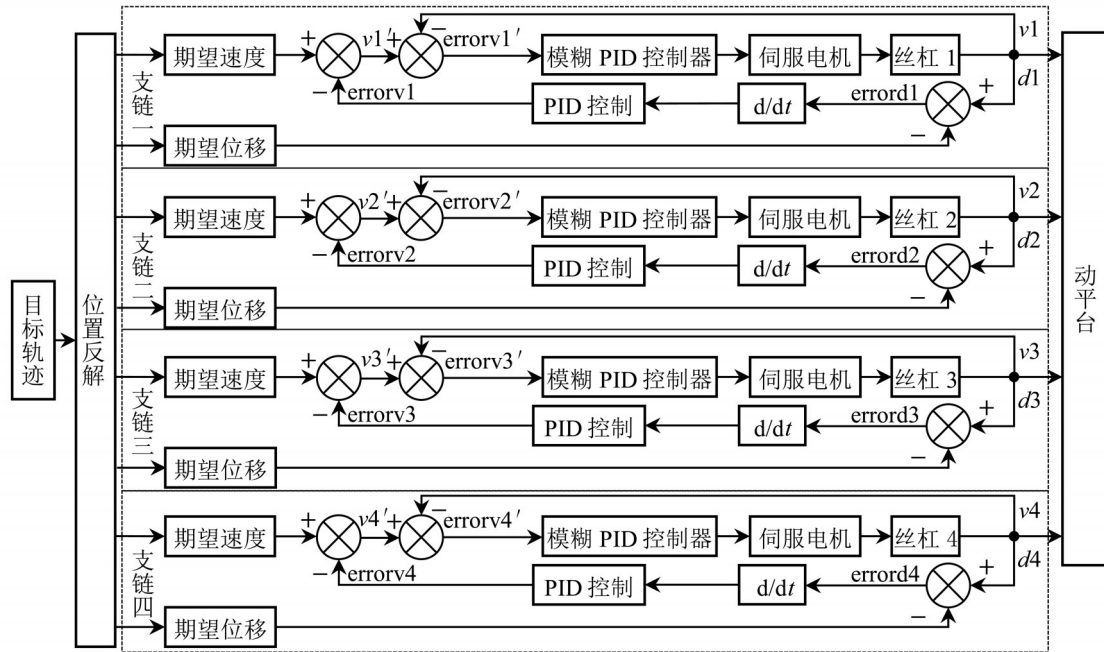


图3 控制系统总图

Fig. 3 General block diagram of control system

每个子PID控制器参数需要人为整定，并根据触发条件选择相应的子PID控制器接入控制回路中，以实现PID控制器的自适应参数调整，满足系统在多状态下的稳定、快速和准确性要求，使系统总体性能达到最优，其运行机制表示为

$$\begin{cases} [K_{p1}, K_{i1}, K_{d1}], & \text{条件1,} \\ [K_{p2}, K_{i2}, K_{d2}], & \text{条件2,} \\ \vdots & \vdots \\ [K_{pn}, K_{in}, K_{dn}], & \text{条件n.} \end{cases} \quad (6)$$

2.2 自适应模糊PID控制

针对2-TPR/2-TPS并联机构运动控制过程中由位姿变化、路径规划函数、支链耦合等因素导致的系统动态特性时变的问题，需引入智能算法进行在线参数辨识，实时修改控制器参数以达到最优控制效果。自适应模糊PID控制器能根据误差信号 e 和误差变化率 \dot{e} 的实时变化，基于模糊控制规则实时修改PID参数，以适应系统动态特性的变化。模糊PID控制器分为常规式和增量式，常规式直接将模糊控制器输出作为最终PID参数；增量式在初始PID值的基础上，将模糊控制器输出值和初始值相加，得到最终PID参数^[18-19]，二者模糊规则不同。为了和传统定PID控制器进行对比，选用增量式模糊PID控制器，在相邻采样时间间隔内， $K_p(t)$ 、 $K_d(t)$ 、 $K_i(t)$ 和 $\Delta k_p(t)$ 、 $\Delta k_i(t)$ 、 $\Delta k_d(t)$ 之间的关系如式(7)所示，其控制流程图如图5所示。

$$\begin{cases} K_p(t) = \Delta k_p(t) + K_p(t-1), \\ K_i(t) = \Delta k_i(t) + K_i(t-1), \\ K_d(t) = \Delta k_d(t) + K_d(t-1), \end{cases} \quad (7)$$

式中 $K_p(t)$ 、 $K_i(t)$ 、 $K_d(t)$ 为第 t 次采样时系统最终PID参数； $\Delta k_p(t)$ 、 $\Delta k_i(t)$ 、 $\Delta k_d(t)$ 为第 t 次采样时模糊PID控制器输出参数； $K_p(t-1)$ 、 $K_i(t-1)$ 、 $K_d(t-1)$ 为第 $t-1$ 次采样时系统最终PID参数。

2.2.1 数据模糊化 模糊控制器的输入和输出都是具有实际物理意义的控制信号，但模糊控制器进行运算时需要将输入信号变换到一定尺度范围内，输出信号时也需要将定尺度范围内的计算结果变换为实际物理信号，这两个过程分别为数据的模糊化和去模糊化。输入量 e 、 \dot{e} 和输出量 u 称为模糊系统的语言变量，语言变量实际取值范围称为系统的基本论域。基本论域进行尺度变换后得到系统模糊论域，用以计算模糊向量，进行模糊运算。

为了提高调节精度， e 、 \dot{e} 、 Δk_p 、 Δk_i 和 Δk_d 的模糊论域分别取 $[-3, 3]$ 、 $[-3, 3]$ 、 $[-0.3, 0.3]$ 、 $[-0.06, 0.06]$ 、 $[-0.03, 0.03]$ ，模糊集合划分为7级，各语言变量的模糊语言值集合均表示为

$$\begin{aligned} S(e) &= S(\dot{e}) = S(\Delta k_p) = S(\Delta k_i) \\ &= S(\Delta k_d) = \{NB, NM, NS, ZE, PS, PM, PB\} \\ &= \{\text{负大, 负中, 负小, 零, 正小, 正中, 正大}\} \end{aligned}$$

2.2.2 隶属度函数选择 隶属度函数的形状对模

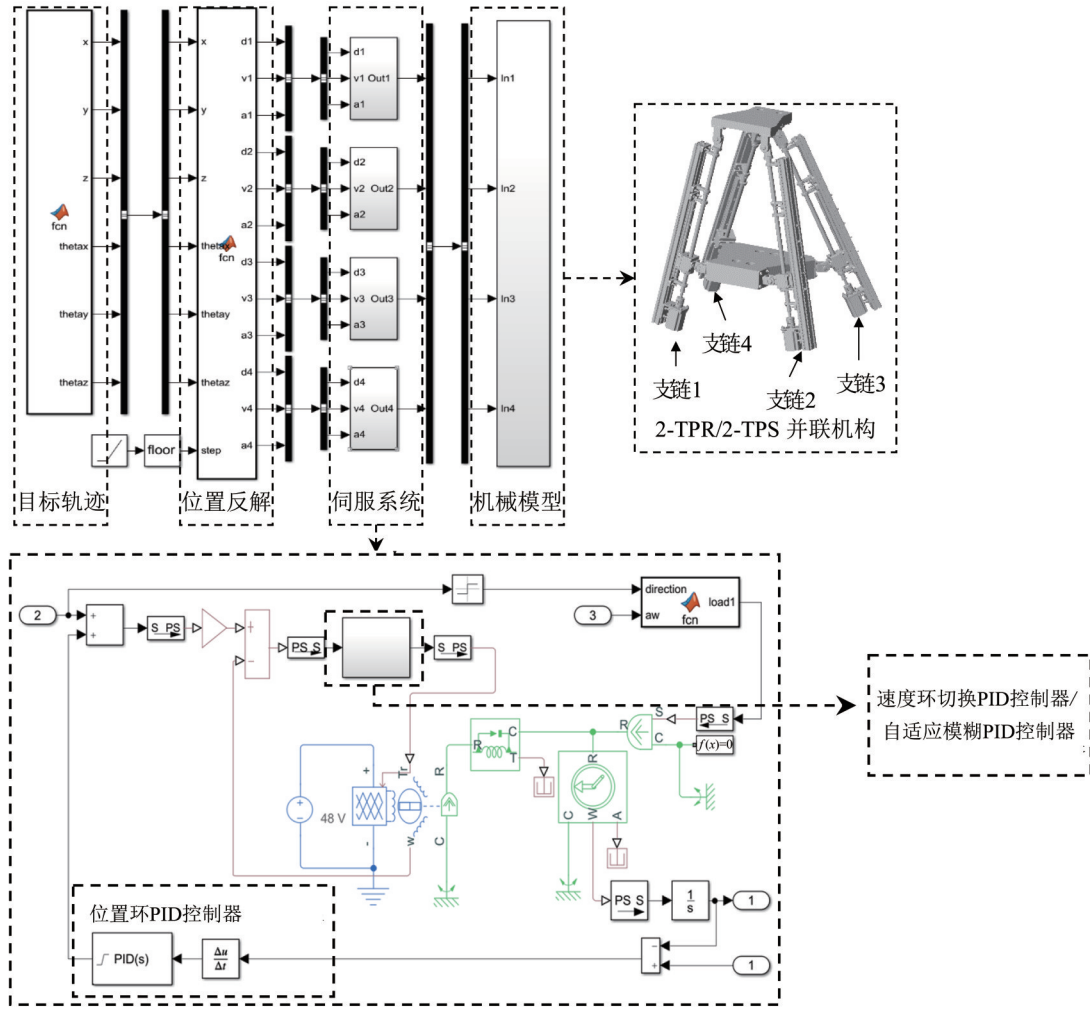


图 4 Electronics-Multibody 总仿真模型

Fig. 4 Electronics-Multibody total simulation model

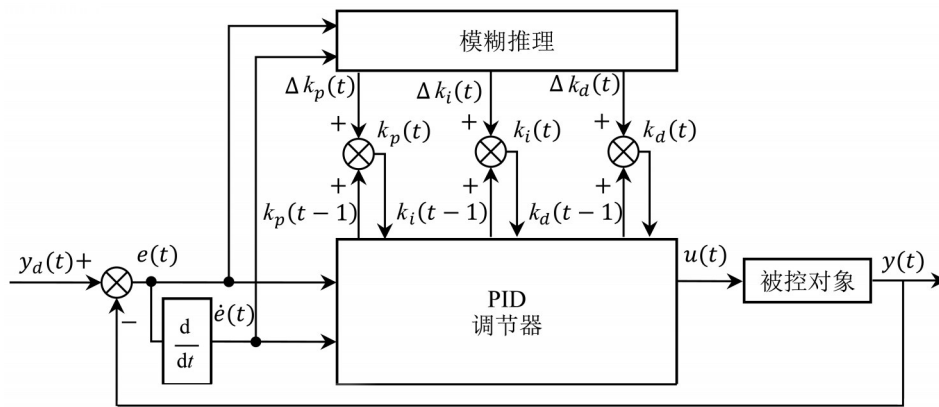
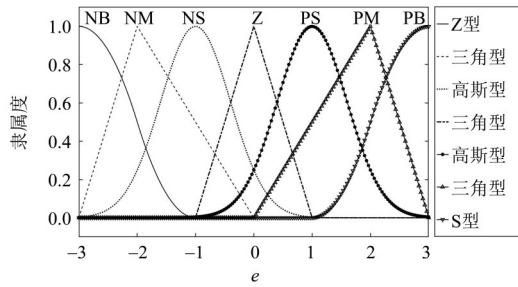
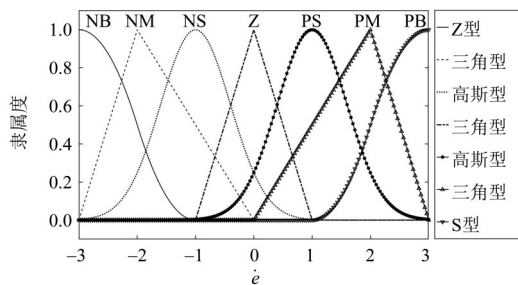
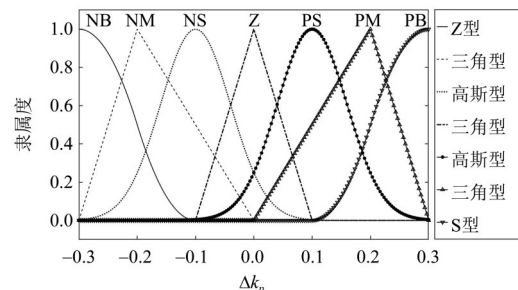
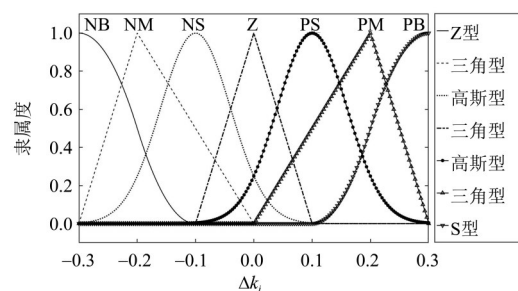


图 5 增量式模糊PID控制原理框图

Fig. 5 The block diagram of incremental fuzzy PID control principle

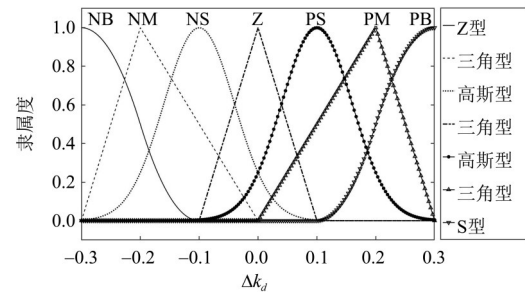
模糊控制器的性能有很大影响, 需根据误差大小、模糊概念界定等因素合理选用^[20-21]。基于系统响应的快速性、稳定性和参数调节实时性的要求, 在误差较大、模糊概念完整的区间, 选用S型、Z型隶属度函数,

避免参数突变, 保证系统响应的平稳性; 在误差较小、具有中间模糊概念的区间, 选用高斯型、三角形隶属度函数, 参数调节较灵敏, 确保系统响应的快速性。 e 、 \dot{e} 、 Δk_p 、 Δk_i 和 Δk_d 的隶属度函数如图6~10。

图 6 e 隶属度函数Fig. 6 Membership function of e 图 7 \dot{e} 隶属度函数Fig. 7 Membership function of \dot{e} 图 8 Δk_p 隶属度函数Fig. 8 Membership function of Δk_p 图 9 Δk_i 隶属度函数Fig. 9 Membership function of Δk_i

2.2.3 模糊规则 模糊控制规则是模糊控制的核心, 基于专家经验和控制工程知识建立的模糊规则综合了实践经验和PID控制理论, 具有广泛的应用场景^[22]。本文选用的模糊规则如下:

当 $|e|$ 较大时, 为使系统响应具有较好的快速

图 10 Δk_d 隶属度函数Fig. 10 Membership function of Δk_d

跟踪性能, 避免微分饱和及较大超调, 应取较大的 K_p 和较小的 K_d , 令 $K_i = 0$ 。

当 $|e|$ 中等大小时, 为使系统具有较小的超调量, 应取较小的 K_p , 适中的 K_d 和 K_i , 保证系统的响应速度。

当 $|e|$ 较小时, 为使系统具有良好的稳态性能, 应取较大的 K_p 和 K_i 。同时为了避免振荡, 并考虑系统抗干扰性能, 当 $|ec|$ 较小时, K_d 取中等值; 当 $|ec|$ 较大时, K_d 取较小值。

根据以上PID参数调节规则, Δk_p 、 Δk_i 和 Δk_d 模糊规则表^[19, 23]如表1所示。

2.2.4 去模糊化 模糊推理结果需进行去模糊化, 转化为模糊论域的精确量, 再经尺度变化转换为基本论域中的实际控制量, 才能作用于控制系统中。常用的去模糊化方法有最大隶属度法、加权平均法、重心法和中位数法。其中, 重心法的输出推理机制更加平滑, 信号调节灵敏度更高^[20-21]。为了避免调节过程中的参数突变, 采用重心法进行去模糊化。重心法取隶属度函数曲线与模糊论域轴之间的面积重心值作为该语言变量的输出值。对于连续论域, 输出值为

$$z_0 = \frac{\int_a^b z \mu_{c_i}(z) dz}{\int_a^b \mu_{c_i}(z) dz}, \quad (8)$$

式中 z_0 为语言变量 c 的第 i 个模糊集合对应的模糊论域输出值; $\mu_{c_i}(z)$ 为语言变量 c 的第 i 个模糊集合的隶属度函数; z 为隶属度函数的自变量; a 为第 i 个模糊集合隶属度函数对应的论域积分下限; b 为第 i 个模糊集合隶属度函数对应的论域积分上限。

3 仿真分析

取 $r_0=50$ mm, $z_0(t)=320$ mm, $\theta_{s0}(t)=0$ rad, 代入式(1), 由反解方程^[14]得4条驱动支链的位移时变函数及速度时变函数。丝杠运动轨迹由两部分组成, 0~5 s区间, 丝杠由机构初始位置运动至

表1 $\Delta k_p, \Delta k_i, \Delta k_d$ 模糊规则表¹⁾
Table 1 $\Delta k_p, \Delta k_i, \Delta k_d$ fuzzy rule table

| 项目 | e | | | | | | |
|----|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|
| | NB | NM | NS | ZO | PS | PM | PB |
| NB | PB/NB/PS | PB/NB/NS | PM/NM/NB | PS/NM/NB | PS/NS/NB | ZO/ZO/NM | ZO/ZO/PS |
| NM | PB/NB/PS | PB/NB/NS | PM/NM/NB | PS/NS/NM | PS/NS/NM | ZO/ZO/NS | NS/ZO/ZO |
| NS | PM/NB/ZO | PM/NM/NS | PM/NS/NM | PS/NS/NM | ZO/ZO/NS | NS/PS/NS | NS/PS/ZO |
| ZO | PM/NM/ZO | PM/NM/NS | PS/NS/NS | ZO/ZO/NS | NS/PS/NS | NM/PM/NS | NM/PM/ZO |
| PS | PS/NM/ZO | PS/NS/ZO | ZO/ZO/ZO | NS/PS/ZO | NS/PS/ZO | NM/PM/ZO | NM/PB/ZO |
| PM | PS/ZO/PB | ZO/ZO/NS | NS/PS/PS | NM/PS/PS | NM/PM/PS | NM/PB/PS | NB/PB/PB |
| PB | ZO/ZO/PB | ZO/ZO/PM | NM/PS/PM | NM/PM/PM | NM/PM/PS | NB/PB/PS | NB/PB/PB |

1) PB/NB/PS从左往右依次对应 $\Delta k_p, \Delta k_i, \Delta k_d$ 的模糊规则。

目标轨迹起点位置; 5~20 s 区间, 丝杠由目标轨迹起点运动至终点。4条驱动支链丝杠位移、速度、加速度曲线如图11~13所示。

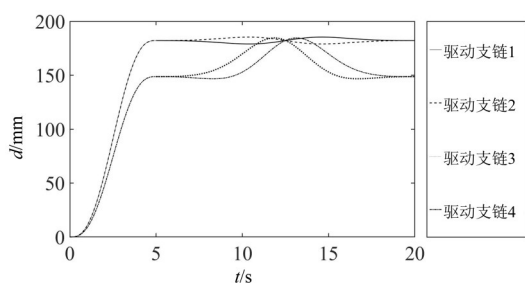


图11 驱动支链位移
Fig. 11 Drive chain displacement

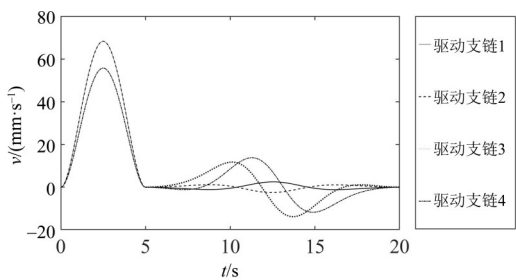


图12 驱动支链速度
Fig. 12 Drive chain speed

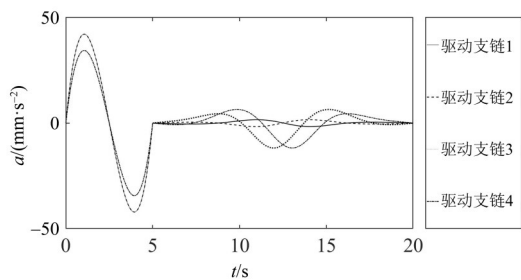


图13 驱动支链加速度
Fig. 13 Drive chain acceleration

4条驱动支链电机负载力矩曲线如图14所示。综合考虑转速跟踪精度、机构结构特点、电机末端负载等因素, 选用最大扭矩为最大负载2倍的伺服电机进行仿真。电机扭矩-速度曲线如图15所示。

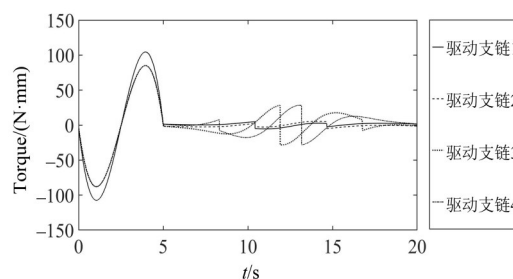


图14 驱动支链电机负载
Fig. 14 Drive branch motor load

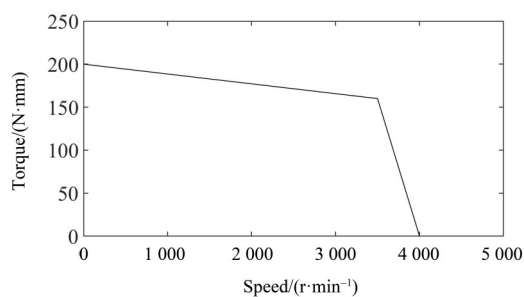


图15 伺服电机扭矩-转速包络线
Fig. 15 Torque-speed envelope for the servomotor

基于临界比例度法进行PID参数整定, 并进行适当调整, 分别取速度环PID参数 $k_p = 0.005, k_i = 0.001, k_d = 0.0005$, 位置环 $k_p = 1$ 。为了减小参数整定造成的不稳定性, 降低分段PID控制器的复杂度, 将误差 e 分为三段, 分别整定对应的PID参数, 其对应关系如式(9)所示。

$$\begin{cases} [0.01, 0.002, 0.0005], & |e| \geq 2, \\ [0.007, 0.0015, 0.0005], & 2 > |e| \geq 1, \\ [0.003, 0.001, 0.0005], & 1 > |e|. \end{cases} \quad (9)$$

根据传统PID仿真的速度误差和速度变化率误差结果,取 e 和 \dot{e} 的实际论域为 $[-7, 7]$ 、 $[-9, 9]$,在多次调节并进行效果对比的基础上,取 Δk_p 、 Δk_i 和 Δk_d 的实际论域为 $[0.012, 0.018]$ 、 $[-0.001, 0.001]$ 和 $[0, 0.005]$ 。

传统PID控制、切换PID控制和自适应模糊PID控制下,动平台轨迹跟踪效果如图16所示。传统PID控制下,在丝杠反向旋转瞬间,由于转速为零且负载方向突变,电机需要较长时间达到期望转速,出现了明显的轨迹偏差。分段PID控制下,在不同的误差区间切换相匹配的PID参数,轨迹偏差明显减小。自适应PID控制器调节作用下,PID参数随着误差变化实时修正,在负载突变时轨迹偏差大幅减小,实际轨迹与期望轨迹重合度较高,体现了良好的动态性能。

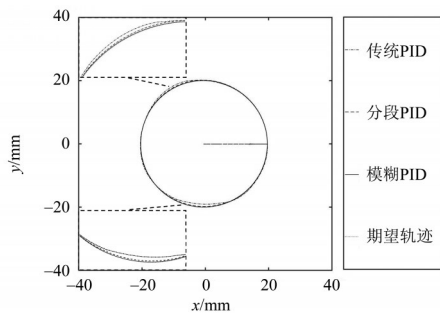


图 16 动平台轨迹跟踪曲线

Fig. 16 Tracking curve of moving platform

为了更直观地对比三种控制策略的调节效果,将三种控制策略下的末端轨迹半径值和期望轨迹半径值进行比较,得出半径误差曲线。如图17所示,传统PID控制下,误差峰值为 -0.96 ;分段PID控制下,误差峰值为 0.51 ;自适应模糊PID控制下,误差峰值为 0.47 。相比传统PID控制器,分段PID控制下的误差峰值减小了47%,自适应模糊PID控制下的误差峰值减小了51%。虽然分段PID控制下的误差峰值和自适应模糊PID控制下的相近,但是在误差调节过程中的快速性较差,如图17所示,前者在两个误差较大的轨迹范围内出现了较长时间的轨迹偏移,自适应模糊PID控制器作用下的轨迹半径误差波动幅度较小,综合性能最优。

各支链丝杠位移误差如图18所示,5~20 s为各支链进行目标轨迹跟踪的运动区间,其位移跟

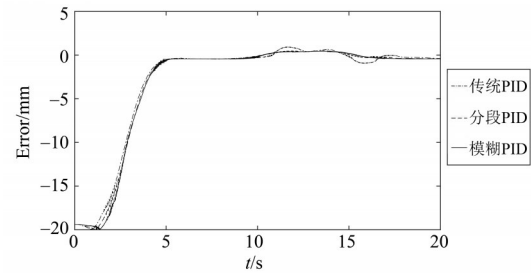


图 17 动平台轨迹半径误差

Fig. 17 Trajectory radius error of moving platform

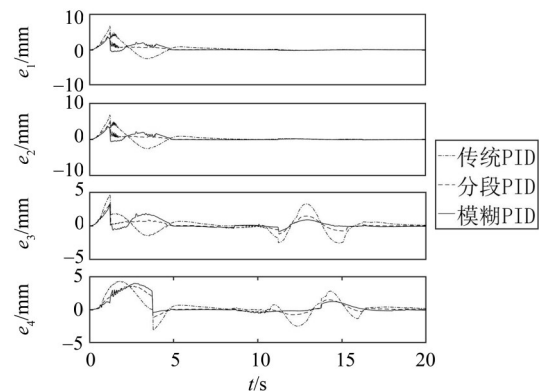


图 18 丝杠位移误差

Fig. 18 Lead screw displacement error

踪精度直接决定了末端轨迹跟踪精度。如图11~14所示,5~20 s区间内,支链1和支链2运动轨迹较平缓且电机负载相对较小,三种控制策略下的误差均较小;支链3和支链4运动轨迹变化幅度较大且电机负载较大,三种策略的控制效果差异较大。传统PID控制下,支链3和支链4误差峰值分别为3.3和2.8 mm;分段PID控制下,误差峰值均为1.5 mm;自适应模糊PID控制下,误差峰值分别为0.9和1.2 mm。相对于传统PID,分段PID和自适应模糊PID下的支链3位移误差分别减小了56%和72%,支链4分别减小了46%和57%。自适应模糊PID下的支链位移误差曲线峰值更小,波动幅度更小,体现了良好的动态跟踪性能。

4 结 论

通过对2-TPR/2-TPS并联机构的运动学仿真,可得如下结论:2-TPR/2-TPS并联机构是一个受动平台时变位姿、驱动丝杠角加速度、支链耦合等因素影响的多输入多输出变负载系统,负载变化和驱动丝杠反向旋转均会降低转速跟踪精度,影响动平台轨迹跟踪精度。相比传统定PID控制策略,分段PID在不同的误差区间切换相匹配的PID控制器,具有一定的动态调节能力,自适应模糊

PID控制策略能根据电机转速误差 e 和误差变化率 \dot{e} ,实时修正PID参数,适应负载变化,末端轨迹

跟踪精度较高,对负载时变的并联机构具有较好的控制效果。

参考文献:

- [1] 黄真,孔令富,方跃法. 并联机器人机构学理论及控制[M]. 北京:机械工业出版社,1997.
- [2] 鲁开讲,师俊平,淡卜绸. 基于稳定性的并联机构自适应控制[J]. 农业机械学报,2012,43(1):202-207.
- [3] LEI W, QIAN F, JIA C, et al. Control method of parallel robot based on adaptive neural fuzzy inference combined with PID control[J]. Agro Food Industry Hi-tech, 2017, 28(3): 3169-3174.
- [4] 崔学良,陈五一,韩先国,等. 基于Lagrange方程的3RP/UPS冗余驱动并联机构柔顺控制[J]. 计算机集成制造系统,2016,22(10):2434-2441.
- [5] 赵劲松,王春发,徐嘉祥,等. 液驱并联机构多维力加载系统CMAC-模糊PID控制[J]. 中南大学学报(自然科学版),2020,51(10):2811-2821.
- [6] 孔德庆,黄田,张洪波,等. 考虑交流伺服电动力学特性的并联机构鲁棒轨迹跟踪控制方法研究[J]. 自动化学报,2007(1):37-43.
- [7] 高国琴,郑海滨. 虚拟轴机床并联机构的自适应动态滑模运动控制[J]. 机械工程学报,2012,48(11):119-125.
- [8] PAN D, GAO F, MIAO Y, et al. Co-simulation research of a novel exoskeleton-human robot system on humanoid gaits with Fuzzy-PID/PID algorithms[J]. Advances in Engineering Software, 2015, 79: 36-46.
- [9] ZI B, SUN H, ZHANG D. Design, analysis and control of a winding hybrid-driven cable parallel manipulator[J]. Robotics and Computer-integrated Manufacturing, 2017, 48: 196-208.
- [10] CARPIO M, SALTAREN R, VIOLA J, et al. Proposal of a decoupled structure of Fuzzy-PID controllers applied to the position control in a planar CDPR[J]. Electronics, 2021, 10(6): 745.
- [11] 冯李航,张为公,龚宗洋,等. Delta系列并联机器人研究进展与现状[J]. 机器人,2014,36(3):375-384.
- [12] 伞红军,钟诗胜,王知行. 新型2-TPR/2-TPS空间4自由度并联机构[J]. 机械工程学报,2008,44(11):298-303.
- [13] REZA JAZAR N. 应用机器人学:运动学、动力学与控制技术[M]. 北京:机械工业出版社,2019.
- [14] 伞红军. 新型五轴并串联机床的运动学分析与结构参数设计[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学,2009.
- [15] 伞红军,钟诗胜,王知行. 一种新型五轴并串联机床的工作空间分析[J]. 四川大学学报(工程科学版),2010,42(2):243-249.
- [16] 冯虎田. 滚珠丝杠副动力学与设计基础[M]. 北京:机械工业出版社,2014.
- [17] HUANG G, ZHANG D, TANG H, et al. Analysis and control for a new reconfigurable parallel mechanism[J]. International Journal of Advanced Robotic Systems, 2020, 17(5):1-20.
- [18] CHEN Q, ZI B, SUN Z, et al. Design and development of a new cable-driven parallel robot for waist rehabilitation[J]. IEEE-ASME Transactions on Mechatronics, 2019, 24(4): 1497-1507.
- [19] LI I, CHIANG H, LEE L. Development of a linear delta robot with three horizontal-axial pneumatic actuators for 3-DOF trajectory tracking[J]. Applied Sciences-basel, 2020, 10(10):3526.
- [20] 李国勇,杨丽娟. 神经模糊预测控制及其MATLAB实现[M]. 北京:电子工业出版社,2018.
- [21] 刘金琨. 智能控制[M]. 北京:电子工业出版社,2017.
- [22] REN Q, BIGRAS P. A highly accurate model-free motion control system with a Mamdani fuzzy feedback controller combined with a TSK fuzzy feed-forward controller[J]. Journal of Intelligent & Robotic Systems, 2017, 86(3): 367-379.
- [23] 黄卫华. 模糊控制系统及应用[M]. 北京:电子工业出版社,2012.

(责任编辑 王海蓉)

(终校 本刊编辑部)