一类二阶非线性系统的准滑模无模型自适应控制

朱泽, 朱战霞

引用本文:

朱泽,朱战霞. 一类二阶非线性系统的准滑模无模型自适应控制[J]. 控制与决策, 2024, 39(8): 2663-2670.

在线阅读 View online: https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2023.0246

一类二阶非线性系统的准滑模无模型自适应控制

朱　泽，朱战霞†

(西北工业大学 航天学院，西安 710072)

摘　要: 为实现一类二阶非线性系统的轨迹跟踪控制, 设计一种准滑模无模型自适应控制算法 (quasi-sliding mode-model free adaptive control, SM-MFAC). 首先,将模型分解为串联的两个离散子系统,并给出整体系统伪偏导数(pseudo partial derivative, PPD)的表达式;然后,利用两个子系统的输出数据设计出子系统2输出的期望状态, 进而通过MFAC (model free adaptive control)对在线更新的期望状态进行不断追踪来实现对整体目标的跟踪控制;接着,对SM-MFAC控制系统进行稳定性分析,证明系统输出误差渐进跟踪到零的某个邻域内和等效控制输入是有界的;最后,以自由漂浮空间机械臂的关节轨迹跟踪控制为例验证SM-MAFC控制理论,在多体运动学与动力学仿真软件MBdyn中搭建一个平面两连杆的自由漂浮空间机械臂,关节系统中存在死区、输入饱和以及摩擦特性,通过在Matlab-simulink中的联合仿真表明: MFAC控制方案无法准确地估计出该类二阶非线性系统整体PPD的数值,导致控制性能降低,而所设计的SM-MFAC控制器相对于PID (proportional-integral-differential)、基于比例-微分(proportional-differential, PD)的MFAC可以更快更准确地追踪目标曲线.

关键词: 二阶非线性系统；滑模控制；无模型自适应控制；伪偏导数；轨迹跟踪；空间机械臂

中图分类号: TP273　　　　**文献标志码:** A

DOI: 10.13195/j.kzyjc.2023.0246

引用格式: 朱泽, 朱战霞. 一类二阶非线性系统的准滑模无模型自适应控制 [J]. 控制与决策，2024，39(8): 2663-2670.

Quasi-sliding mode model-free adaptive control for a class of second-order nonlinear systems

ZHU Ze，ZHU Zhan-xia†

(School of Astronautics，Northwestern Polytechnical University，Xi’an 710072，China)

Abstract: A quasi-sliding mode model-free adaptive controller (SM-MFAC) is designed for trajectory tracking control of a class of second-order nonlinear systems. First, the model is decomposed into two discrete subsystems in series, and the expression of the whole system pseudo partial derivative (PPD) is given, then we use the output data of the two subsystems to design the expected state of the output of subsystem 2. By using the MFAC to continuously track the expected status of online updates, the tracking control of the overall goal is realized. Then the stability of the SM-MFAC control system is analyzed, it has been proven that the output error asymptotically approaches some neighborhood of zero and the equivalent control input is bounded. Finally, the SM-MAFC control theory is verified by taking the joint trajectory tracking control of a free-floating space manipulator as an example. A two-linked free-floating space manipulator is built in multi-body kinematics and dynamics simulation software MBdyn. There are dead zones, input saturation and friction characteristics in the joint system. The joint simulation in Matlab-simulink shows that the MFAC control scheme can not accurately estimate the overall value of PPD of this class of second-order nonlinear systems, resulting in reduced control performance, the designed SM-MFAC controller can track the target curve faster and more accurately than the traditional PID (proportional-integral-differential), PD (proportional-differential)-MFAC.

Keywords: second-order nonlinear systems；sliding mode control；model free adaptive control；pseudo partial derivatives；trajectory tracking；space manipulator

0　引　言

MFAC作为一种数据驱动控制,由于其结构设计简单,无需知道被控对象模型等诸多优势,近几年在各行各业中都获得了广泛的应用,如工业控制系统[1-4]、运动控制系统[5-8]、航空航天控制系统[9-10]等领域,但随着被控系统的复杂程度不断加大,现已

收稿日期: 2023-03-06；**录用日期:** 2023-07-22.
责任编委: 张维海.
†通讯作者. E-mail: zhuzhanxia@nwpu.edu.cn.

存在的有关MFAC的控制算法不再满足目前的高要求,其理论需要得到进一步发展和突破.

实际上大部分的复杂系统都是各子系统以串联、并联和反馈形式互联组成的,对于由两个一阶子系统以串联形式连接组成的二阶系统,尽管子系统的输入输出之间符合广义Lipschitz假设,但二阶系统输入输出之间是否符合是未知的,若忽略已构建的串联模型信息,直接对整体系统采用MFAC控制方案,则极大可能会错误估计控制器中的参数值,导致控制效果大打折扣、失稳甚至对系统造成不可逆的破坏.

目前针对高阶系统的解决方案主要是通过分散估计集中控制型MFAC、PID-MFAC、基于偏格式动态线性化(partial form dynamic linearization, PFDL)的MFAC以及基于全格式动态线性化(full form dynamic linearization, FFDL)的MFAC等实现对整个系统的控制. 针对城市交通网络控制,文献[11]提出了一种基于MFAC的单区域城市交通网络分层递阶边界控制方法,对边界采用集中式MFAC控制,对内部则采用分散估计分散控制型MFAC控制,提高了网络内部的交通效率;针对一类未知单输入单输出(single-input single-output, SISO)非线性非仿射离散时间系统,文献[12]在MFAC的基础上设计了增量式PI、PID控制器,并通过压缩映射方法给出了参数的收敛域范围;文献[13]提出了一种改进紧格式无模型自适应控制(iCF-MFAC),与原来的控制器仅有时变积分项的紧格式无模型自适应控制(CF-MFAC)相比,增加了时变比例控制项,提供了更好的动态性能;文献[14-18]针对一般非线性离散时间系统的不确定性和扰动抑制问题,提出了一种自适应准滑模控制算法,并采用径向基神经网络补偿模型不确定性,仿真结果表明,该算法具有良好的控制效果,同时证明了系统的有界输入有界输出(bounded-input bounded-output, BIBO)稳定;文献[19]认为对于高阶系统的稳定控制,PFDL-MFAC、FFDL-MFAC和其他线性化方法如反馈线性化、泰勒线性化等相比具有显著优势,其伪阶数的引入避免了高阶控制器的设计,减少了计算的负担和难度. 上述方法通过充分利用已知结构信息或其他状态数据改善控制效果,然而这些方案仅针对系统输入输出符合广义Lipschitz条件与PPD满足符号不变性的系统,而且在设计过程中引入了许多待估计的参数,使得控制器复杂度骤然增加,部分控制方案还缺乏严格的稳定性和收敛性证明.

离散滑模控制作为控制系统中的一种综合方法,既适用于线性系统也适用于非线性系统,无需知道系统的精确数学模型就可以解决复杂的控制问题. 除此之外,离散滑模控制具有对干扰和参数摄动的完全自适应性,通过构造变结构控制可以消除各类干扰对滑动模态的影响,赋予了系统强大的鲁棒性. 但是变结构控制器的设计仍依赖于所建立的系统模型,对于复杂程度较高的非线性系统而言,建立合理可用的模型难度极大. 同时常规的变结构控制器在设计过程中考虑的是不确定性的上界,实际上对上界值的获取十分困难,即便得到外部扰动上界值,保守性的设计也会导致抖振加剧,给系统带来不良的影响.

本文为实现对一类二阶非线性系统的轨迹跟踪控制,将其分解为串联的两个离散子系统模型,证明了该类系统的输入输出数据之间并不一定符合广义Lipschitz条件和PPD符号不变性,之后在基于紧格式动态线性化(compact form dynamic linearization, CFDL)的MFAC的基础上,提出一种准滑模无模型自适应控制方法来解决原CFDL-MFAC无法处理一类二阶非线性系统的控制问题,同时无模型自适应控制的引入可避免离散滑模控制中模型与不确定性获取的难题,相较于目前已有的改进MFAC,不仅具有良好的控制稳定性,控制性能也可得到改善,相对传统的PID控制方法,能省去冗余繁杂的建模分析过程,保持对期望信号的高精度跟踪,除此之外,从理论上证明本文提出的SM-MFAC控制算法的闭环稳定性,拓展MFAC在高阶系统中的应用,最后以自由漂浮空间机械臂的关节为对象进行控制仿真实验,验证所提出的SM-MFAC具有较快的跟踪速度、良好的跟踪精度和鲁棒性.

1 系统描述

对于一个典型的SISO二阶非线性系统,现实情况中往往会存在摩擦、死区以及输入饱和等各种非线性特征,虽然目前对不同特性的非线性研究已有丰硕的研究成果,但对于复杂系统建立的模型精度依旧有限,理论研究也难以前进,在了解这些非线性特点的情况下,力求避免对上述复杂非线性特征进行建模,仅根据模型阶数将其分解成两个串联的子系统,如图1所示,将其描述为如下灰箱模型:

$$\begin{cases}\dot{x}_1 = x_2,\\ \dot{x}_2 = g(x_2, u).\end{cases} \tag{1}$$

其中: x_1为子系统1的输出; $g(\cdot)$为一个未知非线性函数; x_2为子系统2的输出; u为子系统2的输入,也是整个系统的动力来源.

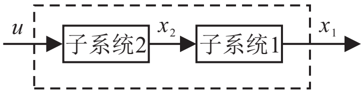


图 1 二阶非线性系统分解模型

将整体系统转化为一类由两个SISO离散时间非线性子系统串联组成的系统,如下所示:

$$\begin{cases} x_1(k+1) = Tx_2(k) + x_1(k), \\ x_2(k) = f(x_2(k-1), \dots, x_2(k-n_{x_2}), u(k), \\ \qquad\qquad \dots, u(k-n_u)). \end{cases} \tag{2}$$

其中: T 为采样周期; n_u、n_{x_2} 为两个未知的正整数,分别表示状态滑动时间窗口长度和子系统2的控制输入滑动时间窗口长度; $f(\cdot)$ 为一个未知非线性函数.

2 MFAC对二阶系统的适用性

假设1 除有限时刻点外, $f(\cdot)$ 关于第 $(n_{x_2}+2)$ 个变量的偏导数是连续的.

假设2 除有限时刻点外,子系统2的输入输出满足广义Lipschitz假设,即对于任意 $k_1 \neq k_2, k_1, k_2 \geqslant 0$ 和 $u(k_1) \neq u(k_2)$,有

$$|x_2(k_1+1) - x_2(k_2+1)| \leqslant b|u(k_1) - u(k_2)|.$$

其中: $x_2(k_i+1) = f(x_2(k_i), \dots, x_2(k_i - n_{x_2}), u(k_i), \dots, u(k_i - n_u))$, $i = 1, 2$; b 为一个大于零的常数.

假设3 在子系统2中,对于某一给定的有界期望输出状态 $\hat{x}_2(k)$,总存在一个有界的 $u(k)$,使得输出等于 $\hat{x}_2(k)$.

假设4 对于任意时刻 k 和 $\Delta u \neq 0$,子系统2的PPD符号保持不变,即满足 $\phi_1(k) > \underline{\varepsilon} > 0$ 或 $\phi_1(k) < -\underline{\varepsilon}$,其中 $\underline{\varepsilon}$ 是一个小正数.

就实际角度而言,上述假设都是合理可接受的: 假设1是在控制系统设计中对一般非线性系统的一种典型约束条件;假设2表示系统输出变化率是存在上界的;假设3意味着子系统2是输出可控的,这是控制器设计求解中的一个必要条件;假设4说明子系统2的输入与输出之间是非负(正)的“拟线性”关系. 现实中很多系统(如液位控制系统、温度控制系统等)都符合以上假设.

引理1 对满足假设1和假设2的一阶非线性系统(子系统2),当 $|\Delta u(k) \neq 0|$ 时,一定存在一个被称为PPD的时变参数 $\phi_1(k) \in \mathbb{R}$,使得系统可转化为如下CFDL数据模型[20]:

$$x_2(k+1) = x_2(k) + \phi_1(k)\Delta u(k), \tag{3}$$

并且 $\phi_1(k)$ 对任意时刻 k 有界.

由式(2)可知

$$\Delta x_1(k+1) = Tx_2(k). \tag{4}$$

由引理1可知, $|\Delta u(k)| \neq 0$,而在假设4中要求 $\phi_1(k)$ 符号不变,此时必然有 $|\Delta x_2(k)| \neq 0$,对于每个固定时刻,同样存在一个 $\phi_2(k)$ 使子系统2也可以转化为CFDL数据模型,即

$$\Delta x_1(k+1) = \phi_2(k) \cdot \Delta x_2(k), \tag{5}$$

其中 $\phi_2(k) = Tx_2(k)/\Delta x_2(k)$.

联立等式(3)与(5)后得到整体系统的动态线性化方程

$$\Delta x_1(k+1) = \phi_c(k)\Delta u(k-1), \tag{6}$$

其中 $\phi_c(k) = \phi_1(k-1)\phi_2(k)$.

注1 需要说明的是,本文仅考虑 $\Delta u(k) \neq 0$ 时的控制器设计问题,在这种情况下 $\Delta x_2(k) \neq 0$.

注2 当采样周期 T 的值一定且足够小时,由引理1可知 $\phi_1(k-1)$ 和 $\Delta x_2(k)$ 均有界,而 $|\phi_2(k)|$ 的值与当前时刻 k 下的 $|x_2(k)/\Delta x_2(k)|$ 呈正相关,考虑状态量 $x_2(k)$ 对整体PPD的影响,若无法确定 $x_2(k)$ 在闭环控制过程中是否有界,则反映整体系统特性的PPD参数 $\phi_c(k)$ 的有界性是不确定的,整体输入输出之间是否满足广义Lipschitz条件也是未知的,除此之外,整体系统PPD的符号与 $x_2(k)/\Delta x_2(k)$ 一致,并未保持不变. 综上所述,这一类二阶非线性系统输入输出之间是否满足MFAC所需的广义Lipschitz条件是未知的,但系统PPD并不满足符号不变性.

3 SM-MFAC控制器设计

考虑如下PPD估计准则函数:

$$J(\phi_1(k)) = |x_2(k) - x_2(k-1) - \phi_1(k)\Delta u(k-1)|^2 + \mu|\phi_1(k) - \hat{\phi}_1(k-1)|^2, \tag{7}$$

其中 $\mu > 0$ 为权重因子.

对式(7)求关于 $\phi_1(k)$ 的极值,可得PPD的估计算法

$$\hat{\phi}_1(k) = \hat{\phi}_1(k-1) + \frac{\eta\Delta u(k-1)}{\mu + \Delta u(k-1)}(\Delta x_2(k) - \hat{\phi}_1(k-1)\Delta u(k-1)). \tag{8}$$

其中: $\eta \in (0, 1]$ 为加入的步长因子,目的是使控制律具有更强的灵活性和一般性; $\hat{\phi}_1(k)$ 为PPD$\phi_1(k)$ 的估计值.

针对子系统1,考虑如下准则函数:

$$J(u(k)) = |\hat{x}_2(k) - x_2(k)|^2 + \lambda|u(k) - u(k-1)|^2. \tag{9}$$

其中: $\hat{x}_2(k)$ 为子系统2的期望输出; $\lambda > 0$ 为一个权重因子,用来限制控制输入的变化.

将式(3)代入准则函数(9)中,对 $u(k)$ 求导,并令其等于零,可得如下控制算法:

$$u(k) = u(k-1) + \frac{\rho\hat{\phi}_1(k)}{\lambda + \hat{\phi}_1^2(k)}(\hat{x}_2(k) - x_2(k)). \quad (10)$$

其中: $\rho \in (0,1]$ 为步长因子,它的加入目的是使控制算法更具有一般性.

定义如下算子:

$$f_{ad}(y_{ad}, z(k), z_{ub}) = \begin{cases} y_{ad}, \ |z(k)| \leqslant z_{ub}; \\ y_{ad}\left|\dfrac{z_{ub}}{z(k)}\right|, \ |z(k)| > z_{ub}. \end{cases}$$

其中 y_{ad}、z_{ub} 均为大于零的常数.

定义子系统1的期望曲线 $x_{1d}(k)$,则输出误差为 $e(k) = x_1(k) - x_{1d}(k)$,选取切换流形[21]为

$$\begin{cases} s(k) = ce(k) + x_2(k), \\ c = f_{ad}(c_{ad}, x_2(k), x_{2ub}). \end{cases} \quad (11)$$

定义子系统1的期望输入 $\hat{x}_2(k)$,即子系统2的期望输出状态为

$$\hat{x}_2(k) = x_2(k) + \frac{1}{\nu(k)}[-cT \cdot x_2(k) - w \cdot \mathrm{sgn}(s(k)) - q \cdot s(k)]. \quad (12)$$

其中: w 为到达速度参数且取值大于零; $q = f_{ad}(q_{ad}, s(k), s_{2ub})$ 为趋近速度指数,同时要求 $q < 1$; $\nu(k) = \dfrac{\rho\hat{\phi}_1^2(k)}{\lambda + \hat{\phi}_1^2(k)}$.

综上,SM-MFAC控制器设计完成,其总体结构框图如图2所示.

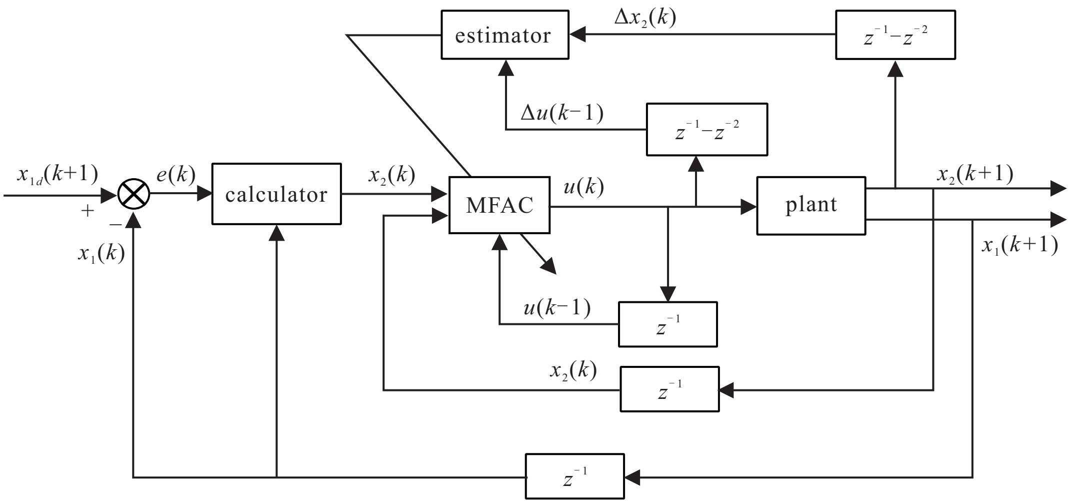


图2 SM-MFAC控制系统结构

注3 图2中 z^{-1} 为移位算子.

4 稳定性证明

定理1 对整体系统(2)而言,在满足假设1 ∼ 假设4的前提下,当期望状态 $x_{1d}(k) = x_{1d}^* = \mathrm{const}$ 时,采用SM-MFAC方案,在 k 充分大时,存在一个正整数 $\lambda_{\min} > 0$,使得当 $\lambda \geqslant \lambda_{\min}$ 时,有:

1) 子系统1的输出序列 $x_1(k)$ 有界,且误差渐近跟踪到零的某个邻域内;

2) 子系统2的输出序列 $x_2(k)$ 有界,且渐近跟踪到零的某个邻域内;

3) 在理想的准滑动模态下,等效输入序列 $u_{eq}(k)$ 有界.

证明 定义 $\Delta\hat{x}_2(k-1) = \hat{x}_2(k) - \hat{x}_2(k-1)$ 为子系统2在相邻两个时刻的期望输出变化, $\tilde{x}_2(k)$ 为子系统2的输出误差,即期望状态与实际输出之差,则有

$$\begin{aligned} &\tilde{x}_2(k) = \hat{x}_2(k) - x_2(k) = \\ &\hat{x}_2(k) - x_2(k-1) - \phi_1(k-1)\Delta u(k-1) = \\ &\hat{x}_2(k) - \hat{x}_2(k-1) + \hat{x}_2(k-1) - \\ &x_2(k-1) - \phi_1(k-1)\Delta u(k-1) = \\ &\Delta\hat{x}_2(k-1) + \tilde{x}_2(k-1) \cdot \left(1 - \frac{\nu(k-1)\phi_1(k-1)}{\hat{\phi}_1(k-1)}\right). \end{aligned} \quad (13)$$

定义 $\Delta\tilde{x}_2(k-1) = \tilde{x}_2(k) - \tilde{x}_2(k-1)$ 为子系统2在相邻两个时刻输出误差的变化,则有

$$\Delta\tilde{x}_2(k) = \Delta\hat{x}_2(k) - \frac{\nu(k)\phi_1(k)}{\hat{\phi}_1(k)} \cdot \tilde{x}_2(k). \quad (14)$$

定义 $\tilde{\phi}_1(k) = \hat{\phi}_1(k) - \phi_1(k)$ 为PPD估计误差,对切换流形求差分,结果如下:

$$\Delta s(k) = c\Delta e(k) + \Delta x_2(k) =$$

$$
\begin{aligned}
&cTx_2(k)+\Delta\hat{x}_2(k)-\Delta\tilde{x}_2(k)=\\
&cTx_2(k)+\frac{\nu(k)\phi_1(k)}{\hat{\phi}_1(k)}\tilde{x}_2(k)=\\
&-\frac{\phi_1(k)}{\hat{\phi}_1(k)}[w\cdot\mathrm{sgn}(s(k))+qs(k)]+\\
&\Big(1-\frac{\phi_1(k)}{\hat{\phi}_1(k)}\Big)cTx_2(k)=\\
&-w\cdot\mathrm{sgn}(s(k))-qs(k)+\delta(k),
\end{aligned}\tag{15}
$$

其中$\delta(k)$为流形切换误差

$$
\delta(k)=\frac{\tilde{\phi}_1(k)}{\hat{\phi}_1(k)}[cTx_2(k)+w\cdot\mathrm{sgn}(s(k))+qs(k)].\tag{16}
$$

参考文献[22]中有关PPD的定义,在式(5)两边同时减去$\phi_1(k)$后取绝对值,化简可得

$$
\begin{aligned}
|\tilde{\phi}_1(k)|\leqslant&\Big|1-\frac{\eta|\Delta u(k-1)|^2}{\mu+|\Delta u(k-1)|^2}\Big|\cdot|\tilde{\phi}_1(k-1)|+\\
&|\phi_1(k-1)-\phi_1(k)|.
\end{aligned}\tag{17}
$$

由于$0<\eta<1$且$\mu>0$,总能找到一个常数d_1使如下不等式恒成立:

$$
0<1-\frac{\eta|\Delta u(k-1)|^2}{\mu+|\Delta u(k-1)|^2}\leqslant d_1<1.\tag{18}
$$

定义$\Delta\phi_1(k)=\phi_1(k)-\phi_1(k-1)$为PPD在$k$时刻的变化值,将$\tilde{\phi}_1(k-1),\tilde{\phi}_1(k-2),\dots,\tilde{\phi}_1(1)$依次代入式(17)并化简有

$$
|\tilde{\phi}_1(k)|\leqslant d_1^{k-1}|\tilde{\phi}_1(1)|+\frac{\sup\limits_k|\Delta\phi_1(k)|}{1-d_1}.\tag{19}
$$

若除了在有限多个k时刻以外,有$\sup\limits_k|\Delta\phi_1(k)|\leqslant\varepsilon$成立,由于未知参数$\phi_1(k)$是一个慢时变参数[23], ε取一个小的正数,则当k充分大时,有

$$
\begin{aligned}
&|\delta(k)|\leqslant\Big|\frac{cTx_2(k)+w\cdot\mathrm{sgn}(s(k))+qs(k)}{\hat{\phi}_1(k)}\Big|\cdot\\
&\frac{\varepsilon}{1-d_1}\leqslant\frac{\varepsilon(c_{ad}Tx_{2ub}+w+q_{ad}s_{2ub})}{(1-d_1)|\hat{\phi}_1(k)|}.
\end{aligned}\tag{20}
$$

当ε足够小时,可忽略$|\delta(k)|$得到

$$
\Delta s(k)=-w\cdot\mathrm{sgn}(s(k))-qs(k).\tag{21}
$$

即子系统1与子系统2的输出误差将在有限时间内到达切换流形带,在切换带内实现准滑动模态,此时,系统输出误差跟踪到零的某个邻域内,定理1中的结论1)和2)得证.

为求得等效控制$u_{eq}(k)$,须令$\Delta s(k)$为零,可得

$$
\tilde{x}_2(k)=-\frac{cT\hat{\phi}_1(k)}{\nu(k)\phi_1(k)}x_2(k).\tag{22}
$$

由式(10)可得等效控制的差分为

$$
\Delta u_{eq}(k)=\frac{\rho\hat{\phi}_1(k)}{\lambda+\hat{\phi}_1(k)^2}\tilde{x}_2(k).\tag{23}
$$

将$u_{eq}(k)$不断展开并将式(23)代入,有

$$
\begin{aligned}
&u_{eq}(k)=u_{eq}(k)-u_{eq}(k-1)+u_{eq}(k-1)=\\
&u_{eq}(k)-u_{eq}(k-1)+u_{eq}(k-1)-\\
&u_{eq}(k-2)+\ldots+u_{eq}(2)-u_{eq}(1)+u_{eq}(1)=\\
&\Delta u_{eq}(k)+\Delta u_{eq}(k-1)+\ldots+\Delta u_{eq}(2)+u_{eq}(1)=\\
&\sum_{n=2}^{k}\frac{\rho\hat{\phi}_1(n)}{\lambda+\hat{\phi}_1^2(n)}\tilde{x}_2(n)+u_{eq}(1)=\\
&-cT\sum_{n=2}^{k}\frac{x_2(n)}{\phi_1(n)}+u_{eq}(1).
\end{aligned}\tag{24}
$$

由假设4可知$|\phi_1(k)|$存在下界$\underline{\varepsilon}$,则有如下不等式成立:

$$
\Big|\frac{x_2(k)}{\phi_1(k)}\Big|\leqslant\Big|\frac{x_2(k)}{\underline{\varepsilon}}\Big|,\tag{25}
$$

其中$k=2,3,\dots$.

在理想的准滑动模态下,$x_2(k)$是呈指数收敛的,其级数和$\sum\limits_{n=2}^{k}x_2(n)$是满足绝对收敛的,其中$k=2,3,\dots$,而$\Big|\sum\limits_{n=2}^{k}\frac{x_2(n)}{\phi_1(n)}\Big|\leqslant\sum\limits_{n=2}^{k}\Big|\frac{x_2(n)}{\phi_1(n)}\Big|\leqslant\sum\limits_{n=2}^{k}\Big|\frac{x_2(n)}{\underline{\varepsilon}}\Big|=\frac{1}{\underline{\varepsilon}}\sum\limits_{n=2}^{k}|x_2(n)|$, $k=2,3,\dots$,于是$\sum\limits_{n=2}^{k}\frac{x_2(n)}{\phi_1(n)}$绝对收敛,其中$k=2,3,\dots$. 故$u_{eq}(k)$有界,定理1中结论3)得证. □

5 仿真实验

在MBDyn与Simulink的联合仿真实验平台[24]中,搭建一个平面两连杆自由漂浮空间机器人,基座和连杆以旋转关节连接组成,每个刚体的质心在其几何中心,它的几何参数、质量惯性特性参数如表1所示,将关节1设定为旋转铰,将关节2设定为固定铰,本文仅对关节1进行控制研究.

表1 空间机器人物理参数(国际单位)

	长度	半径	质量	质心位置(x,y)	转动惯量I_z
基座	2	*	100	$(0,0)$	10
连杆1	1	0.05	5	$(1.5,0)$	1.5
连杆2	1	0.05	5	$(2.5,0)$	1.5

作为动力源的关节系统由电机、减速器组成,是一种典型的存在摩擦、死区和饱和等非线性特征的系统,导致机械臂末端控制精度难以达到预期的任务要求,制约了其在空间领域的精细操作的发展. 在仿

真过程中,为了更接近实际情况,在搭建好的自由漂浮空间机械臂系统上,分别在关节系统中增加以下的非线性模型.

情况1 摩擦普遍存在于机械系统中,而LuGre摩擦模型[25]是目前比较完善的一种摩擦力模型,该模型在Dahl模型的基础上添加静摩擦到动摩擦的转换过程描述,具备描述Stribeck效应的能力,其详细计算公式如下:

$$\begin{cases} g(x_2) = \dfrac{F_1 + (F_S - F_1)\mathrm{e}^{-(x_2/v_s)^2}}{\sigma_0}, \\ \dfrac{\mathrm{d}z}{\mathrm{d}t} = x_2 - \dfrac{|x_2|}{g(x_2)}, \\ F_f = \sigma_0 z + \sigma_1 \dfrac{\mathrm{d}z}{\mathrm{d}t} + \sigma_2 x_2. \end{cases} \tag{26}$$

其中: F_1 为库伦摩擦力, F_S 为静摩擦力, v_S 为Stribeck效应速度, z 为鬃毛的平均变形, σ_0、σ_1 分别为鬃毛的刚度系数和阻尼系数, σ_2 为粘性摩擦系数.

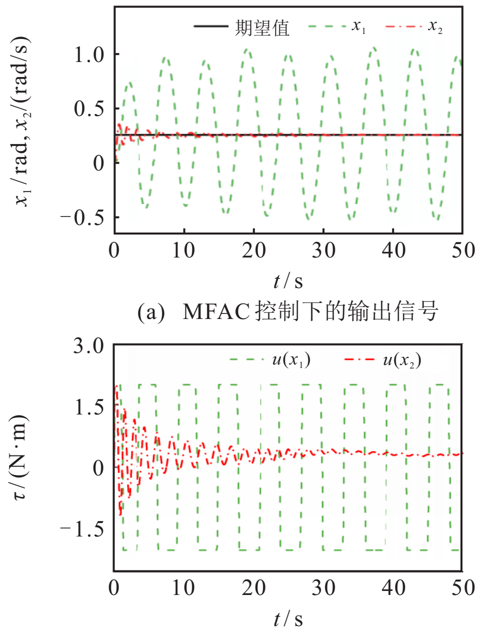
情况2 在空间机械臂关节中,死区以及输入饱和特性是最为常见的两种非线性[26-27],它们会使关节响应滞后、精度变差. 选取如下模型描述上述特征:

$$u_a = \begin{cases} u_u,\ u_{su} \leqslant u; \\ p_1 \cdot (u - u_{du}),\ u_{du} < u < u_{su}; \\ 0,\ u_{dl} \leqslant u \leqslant u_{du}; \\ p_2 \cdot (u - u_{dl}),\ u_{sl} < u < u_{dl}; \\ u_l,\ u \leqslant u_{lu}. \end{cases} \tag{27}$$

其中: u_a 为关节所受力矩, u 为关节系统输入信号, u_{sl}、u_{su} 为输入饱和的两个断点, u_l、u_u 分别为输入饱和的上、下界, u_{dl}、u_{du} 分别为输入死区的两个断点, p_1、p_2 分别为死区左右的两个斜率.

仿真1 采用CFDL-MFAC[20]对自由漂浮空间机械臂关节位置、速度分别进行控制,选取阶跃信号0.25(t)为关节期望轨迹, t 为仿真时间, $T = 0.01$ s为仿真步长, $x_1(0) = 0$, $x_2(0) = 0$ 为关节初始状态, $\hat{\phi}_c(0) = 0.1$ 为PPD的初始估计值, CFDL-MFAC的参数取值为 $\rho = 0.5$, $\lambda = 0.01$, $\mu = 0.5$, $\eta = 1$, 仿真实验结果如图3所示.

由图3(a)可以看出,自由漂浮空间机械臂的关节角在一个较大范围内来回振荡,而在对角速度采用相同的控制策略并在参数取值相同的情况下,角速度会收敛到期望值,说明采用CFDL-MFAC无法对这一类二阶非线性整体系统进行稳定控制,但对一阶非线性系统的控制有效,验证了本文中对二阶非线性系统的PPD结论.

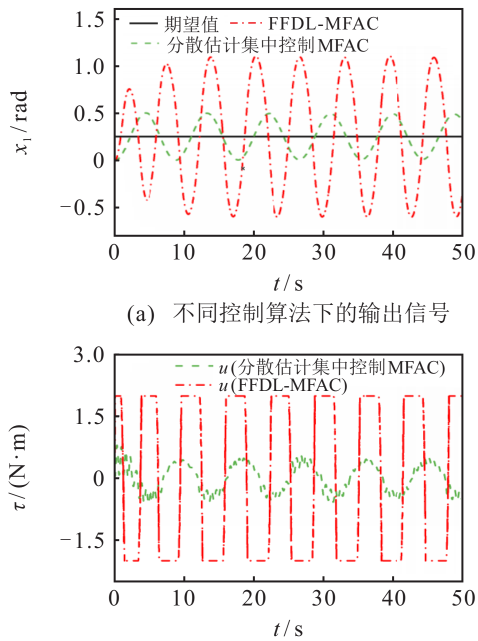


(a) MFAC控制下的输出信号

(b) MFAC控制输入信号

图3 采用CFDL-MFAC分别对自由漂浮空间机械臂关节的位置、速度进行轨迹跟踪控制

仿真2 采用分散估计集中控制型MFAC[11]和FFDL-MFAC[20]对自由漂浮空间机械臂关节角分别进行控制,分散估计整体控制型MFAC的参数取值为 $\rho_1 = \rho_2 = 0.5$, $\lambda_1 = 10$, $\lambda_2 = 0.01$, $\mu_1 = \mu_2 = 0.5$, $\eta_1 = \eta_2 = 1$, PPD初始估计为 $\hat{\phi}_{c1}(0) = \hat{\phi}_{c2}(0) = 0.1$, FFDL-MFAC中PPD初始估计值为 $\hat{\boldsymbol{\varPhi}}_{n_{x_2},n_u}(0) = [0.1\ \ 0.1\ \ \ldots\ \ 0.1]^{\mathrm{T}}$, $n_{x_2} = 5$, $n_u = 5$, 其余参数与仿真1中MFAC的参数取值相同,仿真结果如图4所示.



(a) 不同控制算法下的输出信号

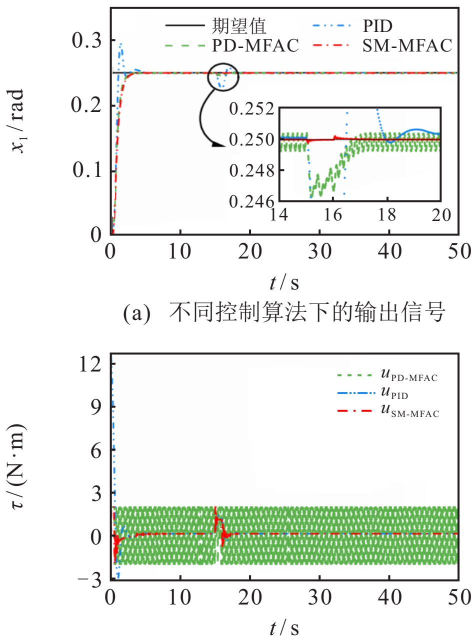
(b) 不同控制算法下的输入信号

图4 分别采用分散估计集中控制型MFAC和FFDL-MFAC对关节角进行轨迹跟踪控制

由图4仿真实验结果可知,分散估计集中控制型

MFAC下的关节角大幅振荡且以非常缓慢的速度趋近于期望值,而FFDL-MFAC控制下的关节角也在大幅度振荡,但无法收敛. 因此这一类二阶非线性系统若认为其满足MFAC的广义Lipschitz条件与PPD符号不变性前提,则直接采用上述两种控制方案后,对整体系统PPD的估计并不准确,导致控制性能远达不到预期效果.

仿真3 在15 s处对关节输入施加一个时长为1 s、幅值为1 N·m的外界扰动,然后分别将PID、比例-微分-无模型自适应控制(PD-MFAC)[12]与本文设计的SM-MFAC控制算法应用在关节角的轨迹跟踪控制上,并就其控制效果进行对比分析. SM-MFAC的参数取值为$c = f_{ad}(2, x_2(k), 10), q = f_{ad}(0.1, s(k), 5)$, $w = 10^{-5}$, $\hat{\phi}_1(0) = 0.1$为PPD的初始估计值,其余参数与仿真1中MFAC的参数取值相同,PID中参数取值为$k_{\rm p} = 50$, $k_{\rm d} = 10$, $k_{\rm i} = 0.01$, PD-MFAC中参数取值为$k_{\rm p} = 1$, $k_{\rm d} = 0.5$,其余参数与仿真1中MFAC的参数取值相同, 仿真实验结果如图5所示.



(a) 不同控制算法下的输出信号

(b) 不同控制算法下的输入信号

图5 分别采用PID、PD-MFAC、SM-MFAC对关节角进行轨迹跟踪控制

由图5可以看出:在PID控制下系统的响应速度最快,超调量较大,受死区的影响,存在一定的稳态误差,除此之外对外界扰动十分敏感;在PD-MFAC控制下的系统输出尽管存在抖振现象,但是抗干扰能力相对PID要强,而本文提出的SM-MFAC可以克服复杂非线性,稳态误差较小,在保证快速响应、高跟踪精度的同时还能具备一定的抗干扰能力. 综上讨论可知,本文提出的方法具有更优良的动态响应能力、跟踪轨迹效果和鲁棒性.

6 结 论

本文针对一类二阶非线性系统设计了一种SM-MFAC控制算法,能够在避免建立对象模型的前提下,仅利用测量到的输入输出数据就可以克服复杂系统中非线性特征的影响,快速地跟踪期望轨迹,同时也给出了反映一类二阶非线性系统整体特性的PPD表达式,证明了该类系统不满足一般MFAC的前提假设,除此之外,对SM-MFAC进行了轨迹跟踪的稳定性证明. 通过对自由漂浮空间机械臂关节控制的仿真实验验证了本文对一类二阶非线性系统PPD特性的分析,具有一定的说服力,将PID、PD-MFAC与SM-MFAC下的关节控制实验结果进行比较分析后,表明本文设计的控制算法可以更快更好地跟踪上期望轨迹.

参考文献(References)

[1] Xie H, Chen J H, Chen H B, et al. Model free adaptive fuzzy control of temperature of silicon rod in production[J]. Computer Engineering Applications, 2016, 52: 244-249.

[2] Hu Y M, Li G Q, Zhang J L. Revamping of parameter input of MFAC and utilization in gas fractionation unit[J]. Journal of Chemical Industry, 2015, 66(10): 4076-4084.

[3] Hou Z S, Liu S D, Yin C K. Local learning-based model-free adaptive predictive control for adjustment of oxygen concentration in syngas manufacturing industry[J]. IET Control Theory & Applications, 2016, 10(12): 1384-1394.

[4] 胡益民, 李国庆, 张家龙. 无模型自适应控制参数输入方法改进及在气体分馏装置操作调整中的应用[J]. 化工学报, 2015, 66(10): 4076-4084.
(Hu Y M, Li G Q, Zhang J L. Revamping of parameter input of MFAC and utilization in gas fractionation unit[J]. CIESC Journal, 2015, 66(10): 4076-4084.)

[5] Treesatayapun C. Stabilized adaptive controller based on direct IF-THEN knowledge of electronic systems for PWM drivers[J]. Electrical Engineering, 2016, 98(1): 77-85.

[6] 王文佳, 侯忠生. 基于无模型自适应控制的自动泊车方案[J]. 控制与决策, 2022, 37(8): 2056-2066.
(Wang W J, Hou Z S. Model-free adaptive control based automatic parking scheme[J]. Control and Decision, 2022, 37(8): 2056-2066.)

[7] 王海, 刘根锋, 侯忠生. 高速列车数据驱动无模型自适应容错控制[J]. 控制与决策, 2022, 37(5): 1127-1136.
(Wang H, Liu G F, Hou Z S. Data-driven model-free adaptive fault tolerant control for high-speed trains[J].

Control and Decision, 2022, 37(5): 1127-1136.)
[8] Li H T, Zheng S Q, Ren H L. Self-correction of commutation point for high-speed sensorless BLDC motor with low inductance and nonideal back EMF[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(1): 642-651.
[9] 张宪亮, 宋婷, 阳光, 等. 组合体航天器的姿态无模型自适应控制[J]. 哈尔滨工业大学学报, 2018, 50(10): 104-109.
(Zhang X L, Song T, Yang G, et al. Model-free adaptive attitude control of assembled spacecraft[J]. Journal of Harbin Institute of Technology, 2018, 50(10): 104-109.)
[10] Liu S D, Hou Z S, Zheng J. Attitude adjustment of quadrotor aircraft platform via a data-driven model free adaptive control cascaded with intelligent PID[C]. 2016 Chinese Control and Decision Conference. Yinchuan, 2016: 4971-4976.
[11] Li D, Hou Z S. Perimeter control of urban traffic networks based on model-free adaptive control[J]. IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, 2021, 22(10): 6460-6472.
[12] Hou Z S, Xiong S S. On model-free adaptive control and its stability analysis[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2019, 64(11): 4555-4569.
[13] 庞中华, 马标, 宋文太, 等. 一种改进的紧格式无模型自适应控制方法[J]. 控制与决策, 2021, 36(2): 436-442.
(Pang Z H, Ma B, Song W T, et al. An improved compact form model free adaptive control method[J]. Control and Decision, 2021, 36(2): 436-442.)
[14] 侯忠生, 王卫红, 金尚泰. 一类非线性离散系统自适应准滑模控制[J]. 控制理论与应用, 2009, 26(5): 505-509.
(Hou Z S, Wang W H, Jin S T. Adaptive quasi-sliding -mode control for a class of nonlinear discrete-time systems[J]. Control Theory & Applications, 2009, 26(5): 505-509.)
[15] Wang X F, Li X, Wang J H, et al. Data-driven model-free adaptive sliding mode control for the multi degree-of-freedom robotic exoskeleton[J]. Information Sciences, 2016, 327: 246-257.
[16] Weng Y P, Gao X W. Data-driven sliding mode control of unknown MIMO nonlinear discrete-time systems with moving PID sliding surface[J]. Journal of the Franklin Institute, 2017, 354(15): 6463-6502.
[17] Treesatayapun C. Discrete-time adaptive controller based on non-switch reaching condition and compact system dynamic estimator[J]. Journal of the Franklin Institute, 2017, 354(15): 6783-6804.
[18] Xu D Z, Shi Y, Ji Z C. Model-free adaptive discrete-time integral sliding-mode-constrained-control for autonomous 4WMV parking systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(1): 834-843.
[19] 熊双双. 无模型自适应控制的稳定性分析及在多智能体系统中的应用[D]. 北京: 北京交通大学, 2020.
(Xiong S S. Stability analysis of model-free adaptive control and its application in multi-agent system[D]. Beijing: Beijing Jiaotong University, 2020.)
[20] Hou Z S, Jin S T. Model free adaptive control: Theory and applications[M]. Boca Raton: CRC Press, Taylor and Francis, 2013: 47-49.
[21] 刘金琨, 孙富春. 滑模变结构控制理论及其算法研究与进展[J]. 控制理论与应用, 2007, 24(3): 407-418.
(Liu J K, Sun F C. Research and development on theory and algorithms of sliding mode control[J]. Control Theory & Applications, 2007, 24(3): 407-418.)
[22] 侯忠生. 无模型自适应控制的现状与展望[J]. 控制理论与应用, 2006, 23(4): 586-592.
(Hou Z S. On model-free adaptive control: The state of the art and perspective[J]. Control Theory & Applications, 2006, 23(4): 586-592.)
[23] Hou Z S, Chi R H, Gao H J. An overview of dynamic-linearization-based data-driven control and applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(5): 4076-4090.
[24] 魏承. MBDyn多体系统动力学仿真软件[EB/OL]. (2018-06-11)[2023-03-06]. www.rapidyn.com.
(Wei C. Multibody system dynamics software[EB/OL]. (2018-06-11)[2023-03-06]. www.rapidyn.com.)
[25] Canudas de Wit C, Olsson H, Astrom K J, et al. A new model for control of systems with friction[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1995, 40(3): 419-425.
[26] 张智豪, 于潇雁. 存在关节死区的空间机器人无扰快速终端滑模控制[J]. 力学学报, 2022, 54(3): 777-785.
(Zhang Z H, Yu X Y. Reactionless terminal sliding mode control of space robot with joint dead-zone[J]. Chinese Journal of Theoretical and Applied Mechanics, 2022, 54(3): 777-785.)
[27] 袁源, 于洋, 袁建平. 一种带有执行器饱和的空间机器人自抗扰控制方法[P]. China: 201711250985.3, 2018-06-29.
(Yuan Y, Yu Y, Yuan J P. An active disturbance rejection control method for space robot with actuator saturation[P]. China: CN201711250985.3, 2018-06-29.)

作者简介

朱泽(1995−), 男, 博士生, 从事空间操作、数据驱动控制等研究, E-mail: zhuze@mail.nwpu.edu.cn;

朱战霞(1972−), 女, 教授, 博士生导师, 从事飞行器飞行动力学与控制、空间操作、智能算法等研究, E-mail: zhuzhanxia@nwpu.edu.cn.