

控制与决策

Control and Decision

轮式移动机器人的数据驱动轨迹跟踪滑模约束控制

侯明冬, 王印松

引用本文:

侯明冬, 王印松. 轮式移动机器人的数据驱动轨迹跟踪滑模约束控制[J]. *控制与决策*, 2020, 35(6): 1353–1360.

在线阅读 View online: <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2018.1250>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

轮子打滑状态下全向移动机器人轨迹跟踪控制

Trajectory tracking control for omnidirectional mobile robot in presence of wheel slipping

控制与决策. 2020, 35(4): 833–842 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2018.0644>

含未标定摄像机参数的非完整移动机器人的自适应动力学跟踪控制

Adaptive dynamics tracking control for nonholonomic mobile robots with uncalibrated camera parameters

控制与决策. 2019, 34(10): 2164–2170 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2018.0191>

基于速度空间的移动机器人同时避障和轨迹跟踪方法

Velocity space based concurrent obstacle avoidance and trajectory tracking for mobile robots

控制与决策. 2017, 32(2): 358–362 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2015.1376>

基于引导角的轮式移动机器人轨迹跟踪控制

Guidance angle based trajectory tracking for wheeled mobile robots

控制与决策. 2015(4): 635–639 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2014.0158>

基于轨迹跟踪车式移动机器人编队控制

Formation control for car-like mobile robots based on trajectory tracking

控制与决策. 2015(1): 176–180 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2013.1277>

轮式移动机器人的数据驱动轨迹跟踪滑模约束控制

侯明冬^{1,2}, 王印松^{1†}

- (1. 华北电力大学 控制与计算机工程学院, 河北 保定 071003;
2. 山东劳动职业技术学院 电气及自动化系, 济南 250100)

摘 要: 针对有输入饱和约束的轮式移动机器人(WMR)的轨迹跟踪问题,提出一种抗饱和和无模型自适应积分终端滑模控制方案. 该方案基于紧格式动态线性化技术,构建 WMR 系统的在线数据驱动模型. 在积分终端滑模控制器设计过程中,引入动态抗饱和和补偿器,以解决 WMR 系统轨迹跟踪过程中执行器饱和问题. 控制器设计仅利用控制系统的输入输出数据,与 WMR 系统模型信息无关. 因此,针对不同类型的 WMR 系统,该方案均可实现. 最后,通过仿真实验将所提出的方法与 PID 方法的控制效果进行对比,仿真结果表明,所提出的控制算法的跟踪误差更小且响应速度更快.

关键词: 轮式移动机器人; 数据驱动; 滑模控制; 抗饱和; 动态线性化; 轨迹跟踪

中图分类号: TP273

文献标志码: A

Data-driven trajectory tracking sliding mode constraint control for wheeled mobile robot

HOU Ming-dong^{1,2}, WANG Yin-song^{1†}

- (1. School of Control and Computer Engineering, North China Electric Power University, Baoding 071003, China;
2. Department of Electrics and Automation, Shandong Labor Vocational and Technical College, Jinan 250100, China)

Abstract: An anti-windup model-free adaptive integral-terminal-sliding-mode control scheme is proposed for the tracking problem of wheeled mobile robot (WMR) with input saturation constraint. The scheme builds an online data-driven model of WMR system based on the compact-format dynamic linearization technology. In the design procedure of the integral-terminal-sliding-mode controller, the dynamic anti-windup compensator is introduced to solve the actuator saturation problem in the WMR system trajectory tracking process. The design of the proposed control scheme only depends on the input data and output data of the controlled system, and it does not involve any model information of the WMR. Therefore, this scheme can be implemented for different types of WMR systems. Finally, a simulation comparison among the proposed scheme and proportion integration differentiation (PID) control algorithm is given. The results show that the proposed algorithm has smaller tracking errors and more rapid responses than the PID control scheme.

Keywords: wheeled mobile robot; data-driven; sliding mode control; anti-windup; dynamic linearization; trajectory tracking

0 引 言

WMR 具有结构简单、高度自适应、运动稳定等优点,已经广泛应用于服务机器人、工业、军事应用等领域. 然而,WMR 作为一类典型的受非完整约束的多输入多输出(MIMO)系统,不满足 Brockett 必要条件^[1]. 因此,WMR 的轨迹跟踪控制问题很难用传统线性系统理论中的方法解决,也使得其轨迹跟踪控制问题变得极具挑战性^[2-3].

移动机器人的轨迹跟踪通常可以分为两种形式:一种是提前规划跟踪路径,要求机器人按照预定轨迹

运行,对运行速度无严格限制;另一种是实时变化的跟踪路径,要求机器人不仅需要进行轨迹跟踪,还要跟踪该路径的线速度和角速度. 相比于欠驱动移动机器人的镇定控制,在进行轨迹跟踪时,只要机器人系统不停止运动, Brockett 必要条件就能被满足^[4]. 文献[5-8]基于 WMR 的运动学模型设计了轨迹跟踪控制器,但是,如果不考虑 WMR 的动力学特性,系统控制性能会受到影响. 因此,很多学者研究基于运动学模型和动力学模型的 WMR 轨迹跟踪控制方法^[9-11],值得注意的是,所设计控制器包含 WMR 的模型参

收稿日期: 2018-09-13; 修回日期: 2018-12-26.

基金项目: 国家自然科学基金项目(61533013).

责任编委: 关新平.

[†]通讯作者. E-mail: wys@ncepu.edu.cn.

数.然而,在实际应用中,由于受测量不精确、参数时变、输入饱和及扰动等因素的影响,很难获得WMR系统的精确数学模型,即使建立了相对准确的数学模型,相应的控制算法也可能非常复杂.因此,基于精确模型的轨迹跟踪控制效果难以保证.

为了解决以上问题,文献[12]利用变换矩阵设计了一种新的自适应观测器,实现了WMR系统的不确定参数和未测量速度的在线估计;文献[13]研究了一种自适应鲁棒控制器,用于处理WMR中参数和非参数不确定性的轨迹跟踪问题;文献[14]针对轮式移动机器人,提出了一种鲁棒自适应模糊滑模轨迹跟踪控制方案,仿真和实验结果验证了所提方法的有效性;文献[15]利用自回归小波神经网络估计WMR模型的不确定性和未知有界外部扰动,提出了基于神经网络的自适应滑模轨迹跟踪控制方法.目前,WMR的种类众多,各种类型的性能也不同.对于各种不同的模型,自适应控制需要重新整定参数,模糊控制需要重新制定模糊规则,神经网络控制需要重新训练.而且模糊规则的制定受人为主观因素影响较大,神经网络控制方法计算量很大,所以上述算法建立的WMR控制系统的通用性和实用性较差.

近年来,数据驱动控制技术已经在许多领域得到了广泛应用^[16].无模型自适应控制(MFAC)方法是典型的在线数据驱动控制方法之一^[17-18],该方法是一种基于动态线性化技术的数据驱动控制方法,其控制器设计仅依赖被控对象的I/O数据,与被控对象的数学模型无关.目前,MFAC方法已经在轮式移动机器人、燃料电池、磁轴承控制系统、自动泊车系统、高速电机控制等领域中得到了成功的应用^[19-23].另外,滑模控制(SMC)经过多年发展,已成为一种普遍的控制系统的设计方法.SMC的主要思想在于动态过程中,根据系统当前的状态,其系统结构可以有目的地不断变化,从而迫使系统的状态轨迹按照预定的滑动模态运动.由于其具有快速响应、鲁棒性强及物理实现简单等特点,已被广泛应用于实际工程中^[24].

考虑到MFAC方法和SMC方法各自的优点,将两种方法结合起来进行控制系统设计成为当前的研究热点.文献[25]提出了基于神经网络的MFAC滑模控制律,并将其推广至MIMO非线性系统,取得了较好的控制效果;文献[26]针对外骨骼式上肢康复机器人,设计了无模型自适应滑模控制器;文献[27]针对一类包含扰动的非线性系统,提出了一种新的MFAC离散积分终端滑模控制算法,并应用于火电厂过热蒸

汽温度控制系统;文献[28-29]针对非线性离散时间系统,提出了具有预定性能的数据驱动控制自适应滑模控制方法;文献[30-31]通过数据驱动动态线性化技术和扩张状态观测器,设计了一种新的数据驱动滑模控制方法,并分别应用于三容水箱液位控制系统和焦炉煤气收集压力控制系统.但是,目前所提出的方法主要集中于研究控制系统的稳定及跟踪精度问题,大多数没有考虑执行机构的饱和和约束问题.由于实际系统受执行器饱和和因素影响,在设计控制器时,如果仅仅考虑跟踪性能指标,忽略控制输入饱和问题,则在实际应用中难以保证闭环系统取得期望的效果.

本文针对WMR控制系统,提出一种新的无模型自适应积分终端滑模约束控制方案,所提出的控制算法包括在线数据驱动模型辨识算法,积分终端滑模控制算法和动态抗饱和和补偿算法,所提出算法仅包含WMR系统的I/O数据,不包含任何WMR的模型信息.此外,给出所提出积分终端滑模约束控制方法的闭环控制系统稳定性分析.仿真结果表明,与传统的PID控制方法相比,所提出的控制方案具有更好的控制性能.与现有的控制方法相比,所提出的控制方案具有以下优点:1)所提出的控制算法更为简洁,运算速度更快,有利于工程推广.2)由于采用离散积分终端滑模控制方法,使得相平面原点附近的滑模面具有更陡峭的斜率,可进一步提高WMR的轨迹跟踪精度.利用动态抗饱和和补偿器,可有效解决执行器饱和问题.3)所提出的方法仅仅依靠被控对象的I/O测量数据设计控制器,与被控系统数学模型无关.

1 问题描述

1.1 WMR模型

轮式移动机器人的运动学模型是研究其运动状态的关键,其运动学模型如图1所示,WMR的状态由其两个驱动轮的轴中点在坐标系X-Y的位置及航向角 θ 表示.

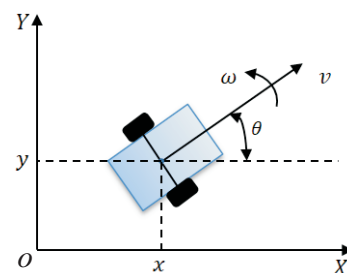


图1 轮式移动机器人运动模型

令 $p = [x \ y \ \theta]^T$, $q = [v \ \omega]^T$,假设车辆在运动过程中不存在侧滑,可得WMR的运动学方程^[32]为

$$\dot{p} = \begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{y} \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & 0 \\ \sin \theta & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} q. \quad (1)$$

其中: (x, y) 为 WMR 的位置坐标, θ 为 WMR 的前进方向与 X 轴正方向的夹角, v 和 ω 分别为 WMR 的线速度和角速度. 由式(1)可得 WMR 的运动学模型

$$\begin{cases} \dot{x} = v \cos \theta, \\ \dot{y} = v \sin \theta, \\ \dot{\theta} = \omega. \end{cases} \quad (2)$$

基于欧拉离散方法, 运动模型(2)可以重写为如下离散形式:

$$\begin{cases} x(k+1) = x(k) + Tv \cos(\theta(k)), \\ y(k+1) = y(k) + Tv \sin(\theta(k)), \\ \theta(k+1) = \theta(k) + T\omega(k). \end{cases} \quad (3)$$

角速度 $\omega(k)$ 饱和约束条件满足以下不等式:

$$\omega_L \leq \omega(k) \leq \omega_U, \quad (4)$$

$$\Delta\omega_{\min}(k) \leq \Delta\omega(k) \leq \Delta\omega_{\max}(k). \quad (5)$$

其中: ω_U 和 ω_L 分别为角速度幅度的上限和下限, $\Delta\omega_{\max}(k)$ 和 $\Delta\omega_{\min}(k)$ 分别为角速度变化速率的饱和上限和下限.

基于上述 WMR 的运动学模型可知, WMR 的位置坐标 (x, y) 与航向角 θ 和线速度 v 相关. 本文中, WMR 以恒定速度 v 运动, 控制目标是通过控制角速度 $\omega(k)$ 使 WMR 的实际轨迹与目标轨迹的坐标一致.

1.2 航向角补偿算法

在 WMR 进行轨迹跟踪时, 其运动轨迹需预先给定. 设在时刻 k 时, WMR 的参考坐标为 $(x_r(k), y_r(k))$, 参考航向角为 $\theta_r(k)$. WMR 所跟随的轨迹通常有两种形式: 一是跟踪一系列坐标点 $(x_r(k), y_r(k))$ 的集合, 二是按照时间顺序给出了线速度 $v_r(k)$ 和角速度 $\omega_r(k)$. 本文采用第一种形式, 其参考航向角 $\theta_r(k)$ 按照下式计算:

$$\Delta x_r(k+1) = x_r(k+1) - x_r(k), \quad (6)$$

$$\Delta y_r(k+1) = y_r(k+1) - y_r(k), \quad (7)$$

$$\theta_r(k+1) = \arctan \left(\frac{\Delta y_r(k+1)}{\Delta x_r(k+1)} \right). \quad (8)$$

然而, WMR 的初始运动过程中, 实际航向角 $\theta(k)$ 往往与目标航向角 $\theta_r(k)$ 之间存在跟踪误差, 即使在此后系统能够完全跟踪目标航向角, 目标轨迹 $(x_r(k), y_r(k))$ 也将与实际运动轨迹 $(x(k), y(k))$ 存在稳态误差. 因此, 在本文中, 根据当前位置、下一时刻

目标位置和下一时刻目标航向角对目标航向角 $\theta_r(k+1)$ 进行补偿, 补偿算法^[22]如下:

$$\bar{\theta}_r(k+1) = \theta_r(k+1) + \beta(\varphi(k) - \theta_r(k+1)). \quad (9)$$

其中: $\beta > 0$ 为补偿增益; $\bar{\theta}_r(k+1)$ 为补偿后的目标车身角; 且有

$$\varphi(k) = \arctan \left(\frac{y(k) - y_r(k+1)}{x(k) - x_r(k+1)} \right), \quad (10)$$

这里 $(x(k), y(k))$ 和 $(x_r(k+1), y_r(k+1))$ 分别为 WMR 的当前坐标以及下一时刻的参考坐标.

2 WMR 的数据驱动建模

在 WMR 的轨迹跟踪控制中, 其线速度 v 选择为固定的值 v_0 . 当 $\Delta\omega(k) = \omega(k) - \omega(k-1) \neq 0$ 时, 式(3)所示的 WMR 非线性系统的数据驱动模型表示如下:

$$\begin{aligned} \theta(k+1) = & \\ & f(\theta_m(k), \theta_m(k-1), \dots, \theta_m(k-n_y), \\ & \omega(k), \omega(k-1), \dots, \omega(k-n_u)) + f_p(k). \end{aligned} \quad (11)$$

其中: $\theta(k+1)$ 、 $\omega(k)$ 分别为系统 $k+1$ 时刻的输出和 k 时刻的输入; $f_p(k)$ 为系统的测量噪声和无法测量的扰动, 且 $|f_p(k)| \leq D$, $D > 0$ 为一个正常数; n_y 和 n_u 为系统未知阶数; $f(\cdot)$ 为未知的非线性函数. 令

$$\begin{aligned} \theta_m(k+1) = & \\ & f(\theta_m(k), \theta_m(k-1), \dots, \theta_m(k-n_y), \\ & \omega(k), \omega(k-1), \dots, \omega(k-n_u)). \end{aligned} \quad (12)$$

由式(11)和(12)可知

$$\theta(k+1) = \theta_m(k+1) + f_p(k). \quad (13)$$

可推出

$$\Delta\theta(k+1) = \Delta\theta_m(k+1) + \Delta f_p(k). \quad (14)$$

其中

$$\Delta\theta(k+1) = \theta(k+1) - \theta(k),$$

$$\Delta\theta_m(k+1) = \theta_m(k+1) - \theta_m(k),$$

$$\Delta f_p(k) = f_p(k) - f_p(k-1).$$

假设1 系统(11)的输入输出可观测且可控, 即在包含扰动 $f_p(k)$ 且期望输出信号 $\theta_r(k+1)$ 有界的情况下, 存在有界的控制输入信号, 使系统在此信号的作用下其输出等于系统的期望输出^[17].

假设2 $f(\cdot)$ 关于 $\omega(k)$ 的偏导数是连续的.

假设3 系统(11)满足广义 Lipschitz, 即对于任意的 k 和 $|\Delta\omega(k)| \neq 0$, 有

$$|\Delta\theta(k+1)| \leq b|\Delta\omega(k)|.$$

其中: $\Delta\theta(k+1) = \theta(k+1) - \theta(k)$, $\Delta\omega(k) = \omega(k) - \omega(k-1)$, b 为一个正常数.

引理1 对于满足假设1~假设3、如式(12)所示的非线性系统,当 $|\Delta\omega(k)| \neq 0$ 时,一定存在一个称作是“伪偏导数(PPD)”的量 $\phi(k)$,使得^[17]

$$\Delta\theta_m(k+1) = \phi(k)\Delta\omega(k). \quad (15)$$

其中: $|\phi(k)| \leq b$, b 为一个正常数,且 $\Delta\omega(k) = \omega(k) - \omega(k-1)$. 因此,式(14)可改写为

$$\theta(k+1) = \theta(k) + \phi(k)\Delta\omega(k) + \Delta f_p(k). \quad (16)$$

式(16)中的扰动项 $\Delta f_p(k)$ 可以通过其一步延时的值估计^[33]如下:

$$\begin{aligned} \Delta \hat{f}_p(k) &= \Delta f_p(k-1) = \\ &\theta(k) - \theta(k-1) - \phi(k-1)\Delta\omega(k-1), \end{aligned} \quad (17)$$

则式(16)变为

$$\begin{aligned} \theta(k+1) &= \\ &\theta(k) + \phi(k)\Delta\omega(k) + \Delta \hat{f}_p(k) - \Delta \tilde{f}_p(k). \end{aligned} \quad (18)$$

其中 $\Delta \tilde{f}_p(k) = \Delta \hat{f}_p(k) - \Delta f_p(k)$ 为扰动估计误差,进一步表示为

$$\begin{aligned} \Delta \tilde{f}_p(k) &= (\theta(k) - \theta(k-1)) - (\theta(k+1) - \theta(k)) - \\ &\phi(k-1)\Delta\omega(k-1) + \phi(k)\Delta\omega(k). \end{aligned} \quad (19)$$

注1 假设未知扰动 $\Delta f_p(k)$ 是慢时变的且系统采样频率很小. 由引理1可知, $\phi(k)$ 是有界的,且 $\theta(k)$ 、 $\omega(k)$ 有界,故认为由式(19)表示的 $\Delta \tilde{f}_p(k)$ 有界是合理的^[27].

未知参数PPD采用以下准则函数^[17]估计:

$$\begin{aligned} J(\hat{\phi}(k)) &= \mu|\hat{\phi}(k) - \hat{\phi}(k-1)|^2 + |\theta(k) - \\ &\theta(k-1) - \hat{\phi}(k)\Delta\omega(k-1)|^2. \end{aligned} \quad (20)$$

由最优条件 $\partial J / \partial \hat{\phi}(k) = 0$ 可得

$$\begin{aligned} \hat{\phi}(k) &= \hat{\phi}(k-1) + \frac{\eta\Delta\omega(k-1)}{\mu + \Delta\omega(k-1)^2} \times [\Delta\theta(k) - \\ &\Delta \hat{f}_p(k) - \hat{\phi}(k-1)\Delta\omega(k-1)]. \end{aligned} \quad (21)$$

其中: $\mu > 0$, $\eta \in (0, 1]$. 当 $|\hat{\phi}(k)| \leq \varepsilon$ 或 $|\Delta\omega(k-1)| \leq \varepsilon$ 时,有

$$\hat{\phi}(k) = \hat{\phi}(1). \quad (22)$$

其中: ε 为一个足够小的正常数, $\hat{\phi}(1)$ 为 $\hat{\phi}(k)$ 的初值,且 $\hat{\phi}(1) > 0$. 因此, WMR 的数据驱动辨识模型可写为

$$\begin{aligned} \theta(k+1) &= \\ &\theta(k) + (\hat{\phi}(k) + \delta(k))\Delta\omega(k) + \Delta \hat{f}_p(k) - \Delta \tilde{f}_p(k), \end{aligned} \quad (23)$$

其中 $\delta(k) = \phi(k) - \hat{\phi}(k)$ 为PPD估计误差.

3 数据驱动滑模受限控制器设计

定义输出跟踪误差如下:

$$e(k) = \bar{\theta}_r(k) - \theta(k) - \zeta(k). \quad (24)$$

其中: $\theta(k)$ 为系统输出; $\bar{\theta}_r(k)$ 为经坐标补偿后的期望输出; $\zeta(k)$ 为补偿信号,通过抗饱和补偿器产生. 比例积分(PI)类型的离散积分终端滑模函数定义如下:

$$s(k) = e(k) + \lambda E(k-1), \quad (25)$$

其中 $\lambda > 0$. 积分误差项为

$$E(k) = \sum_{i=0}^k e_i^\alpha = E(k-1) + e_i^\alpha, \quad (26)$$

其中 $0 < \alpha < 1$. 此外,选择 α 作为两个奇整数的比率. 引入的 α 将使得相平面原点附近的滑模面具有更陡峭的斜率,导致快速的收敛速度. 此外, $\alpha = 1$ 时为常规的线性离散积分滑模函数^[14].

基于 WMR 的动态数据模型(23),所设计受限滑模控制律如下:

$$\bar{\omega}(k) = \omega(k-1) + \omega^{eq}(k) + \omega^{sw}(k). \quad (27)$$

其中: $\omega^{eq}(k)$ 和 $\omega^{sw}(k)$ 分别为等效控制和切换控制,且 $\omega(k)$ 满足式(4)和(5)所示的约束条件. 自适应约束控制器定义为

$$\begin{aligned} \omega(k) &= \text{Sat}\{\omega(k-1) + \text{Sat}\{(\bar{\omega}(k) - \omega(k-1)), \\ &\Delta\omega_{\min}, \Delta\omega_{\max}\}, \omega_L, \omega_U\}. \end{aligned} \quad (28)$$

函数 $\text{Sat}(z, z_L, z_U)$ 定义如下:

$$\text{Sat}(z, z_L, z_U) = \begin{cases} z_U, & z \geq z_U; \\ z, & z_L < z < z_U; \\ z_L, & z \leq z_L. \end{cases} \quad (29)$$

其中 z_U 和 z_L 分别为 $\text{Sat}(\cdot)$ 的上限和下限.

由于执行器饱和问题存在于 WMR 的闭环控制系统中,如果控制器设计合理,则不合理的参考轨迹 $\bar{\theta}_r(k)$ 将导致控制输入处于饱和区域. 因此,为适应参考轨迹设计抗饱和补偿器,补偿信号 $\zeta(k)$ 的设计^[20,34]如下:

$$\begin{aligned} \zeta(k+1) &= \gamma\zeta(k) + (\hat{\phi}(k) + \delta(k))(\bar{\omega}(k) - \omega(k)), \end{aligned} \quad (30)$$

其中 γ 在单位圆内. 为了在一个采样时刻强制到达滑模面,基于以下趋近律设计等效滑模控制策略:

$$s(k+1) - s(k) = 0. \quad (31)$$

可得以下表达式:

$$s(k+1) = s(k), \tag{32}$$

$$e(k+1) + \lambda E(k) = s(k), \tag{33}$$

$$\bar{\theta}_r(k+1) - \theta(k+1) - \zeta(k+1) + \lambda E(k) = s(k), \tag{34}$$

$$\bar{\theta}_r(k+1) - \theta(k+1) - \zeta(k+1) = e(k) - \lambda e^\alpha(k). \tag{35}$$

将式(23)和(30)代入(35)可得

$$e(k) - \lambda e^\alpha(k) = \bar{\theta}_r(k+1) - \theta(k) - (\hat{\phi}(k) + \delta(k))\Delta\omega(k) - (\hat{\phi}(k) + \delta(k))(\bar{\omega}(k) - \omega(k)) - \gamma\zeta(k) - \Delta\tilde{f}_p(k) + \Delta\hat{f}_p(k). \tag{36}$$

整理式(36)并忽略干扰估计误差 $\Delta\tilde{f}_p(k)$,可得

$$\omega^{eq}(k) = \frac{1}{(\hat{\phi}(k) + \delta)}(\bar{\theta}_r(k+1) - \Delta\hat{f}_p(k) - \theta(k) - \gamma\zeta(k) - e(k) + \lambda e^\alpha(k)), \tag{37}$$

其中 δ 为预定义的正值. 式(37)中需要将来的参考位置 $y_r(k+1)$ 实现控制器. 实际上,要跟踪的轨迹通常在控制系统应用中预先定义. 因此, $y_r(k+1)$ 是先验已知的.

值得注意的是,在假设干扰可以被精确估计的情况下(即 $\Delta\tilde{f}_p(k) = 0$)可得式(37)所示的控制律,但实际上 $\Delta\tilde{f}_p(k) \neq 0$. 因此,为了提高控制器的鲁棒性,设计切换控制如下:

$$\omega^{sw}(k) = \frac{-\lambda_s}{(\hat{\phi}(k) + \delta)}\text{sgn}(s(k)). \tag{38}$$

其中: $\text{sgn}(\cdot)$ 为符号函数; λ_s 为切换控制增益,且满足 $\lambda_s > |\Delta\tilde{f}_p(k)|$.

注2 $\delta(k)$ 为PPD估计误差且有界,例如 $|\delta(k)| \leq M$. 由于 $\phi(k)$ 是未知的,因此 $\delta(k)$ 不能精确获得. 为方便控制器整定,取 $\delta(k)$ 的值为不大于 M 的常数 δ . 另外,当 $\hat{\phi}(k)$ 很小时,控制输入有可能变得很大甚至无界,引入参数估计误差 δ ,作为估计值 $\hat{\phi}(k)$ 的附加校正项,可避免这种现象的发生.

4 稳定性分析

定理1 如式(11)所描述的WMR系统,采用算法(21)、(22)估计式(16)中的参数 $\phi(k)$,则估计值 $\hat{\phi}(k)$ 是有界的.

定理1的证明过程可以参阅文献[27].

定理2 满足假设1~假设3的WMR系统式(11),滑模函数选为式(25),采用控制律(27)且满足 $\lambda_s > |\Delta\tilde{f}_p(k)|$,那么系统将在有限数量的步骤内达

到准滑动模态.

证明 考虑式(24)和(25)可得

$$\begin{aligned} \Delta s(k+1) &= s(k+1) - s(k) = \\ &\bar{\theta}_r(k+1) - \theta(k+1) - \zeta(k+1) + \\ &\lambda E(k) - e(k) - \lambda E(k-1). \end{aligned} \tag{39}$$

将式(23)、(30)、(37)和(38)代入(39),可得

$$\Delta s(k+1) = \Delta\tilde{f}_p(k) - \lambda_s \text{sgn}(s(k)). \tag{40}$$

考虑 $\lambda_s > |\Delta\tilde{f}_p(k)|$,当 $s(k) > 0$ 时,由式(40)可得

$$s(k+1) - s(k) = \Delta\tilde{f}_p(k) - \lambda_s < 0. \tag{41}$$

当 $s(k) < 0$ 时,由式(40)可得

$$s(k+1) - s(k) = \Delta\tilde{f}_p(k) + \lambda_s > 0. \tag{42}$$

由式(41)和(42)可得

$$|s(k+1)| < |s(k)|. \tag{43}$$

因此, $s(k)$ 单调减小,准滑动模态将在有限数量的步骤内达到. 式(43)是离散准滑模状态存在的充要条件^[33]. 也就意味着在控制律(27)的作用下,系统的跟踪误差收敛到零的邻域内,即 $\{e(k)\}$ 是有界的. \square

注3 为了减轻抖振现象,式(38)中的符号函数替换为

$$\text{sat}(s(k)) = \begin{cases} \text{sgn}(s(k)), & |s(k)| > \sigma; \\ s(k)/\sigma, & |s(k)| < \sigma. \end{cases} \tag{44}$$

其中 $\sigma > 0$. 在实际中,参数 σ 在鲁棒性与抑制抖动效应之间折中选择.

5 仿真试验

为验证所提出算法的有效性,分别对所提出方法和PID控制方法进行仿真研究. 仿真内容包括两个部分:1)WMR直线运动轨迹跟踪;2)WMR曲线运动轨迹跟踪. 为了比较的公平性,两种方法均采用航向角补偿算法,WMR的初始姿态和实际初始姿态分别设置为 $[0 \ 0 \ 0]$ 和 $[-2 \ 2 \ 0]$,外部扰动为 $f_p(k) = 0.1 \sin(k/30)$. 未考虑控制输入饱和的PID位置式控制算法如下:

$$\omega(k) = K_p e(k) + K_i \sum_{j=1}^k e(j) + K_d (e(k) - e(k-1)). \tag{45}$$

其中: $e(k) = \bar{\theta}_r(k) - \theta(k)$ 为航向角误差, K_p, K_i 和 K_d 分别为比例、积分和微分增益. PID参数选择考虑输出响应超调小且迅速的原则,经过多次试凑得出.

1) 直线运动参考轨迹为

$$\begin{cases} x_r = t, & t \leq 55; \\ y_r = 0.5t, & 0 < t \leq 20; \\ y_r = 0.3t, & 20 < t \leq 40; \\ y_r = 0.4t, & 40 < t \leq 55. \end{cases} \quad (46)$$

PID控制参数取为 $K_p = 0.1, K_i = 0.2$ 和 $K_d = 0.08$. 所提出算法的控制参数为 $\eta = 1, \mu = 1, \lambda = 0.5, \delta = 3, \lambda_s = 0.002, \alpha = 7/9, \beta = 0.6, \gamma = 0.1, \hat{\phi}(1) = 2$. WMR的线速度取为常数 $v = 0.24 \text{ m/s}$, 角速度上下界为 $\omega_U = 0.2 \text{ rad/s}, \omega_L = -0.2 \text{ rad/s}$, 角速度增量 $\Delta\omega_{\max}(k) = 0.2 \text{ rad/s}, \Delta\omega_{\min}(k) = -0.2 \text{ rad/s}$. WMR的轨迹跟踪仿真结果如图2~图4所示.

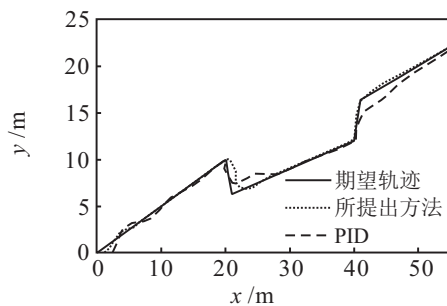
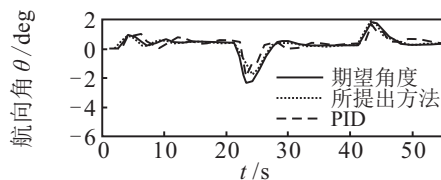
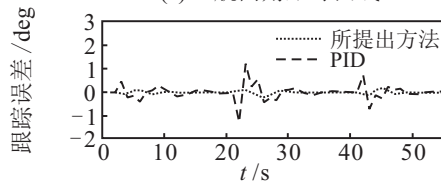


图2 直线运动轨迹跟踪

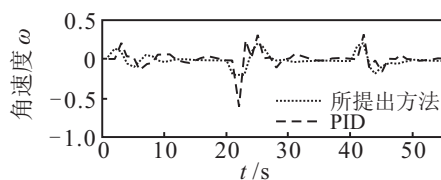


(a) 航向角跟踪曲线

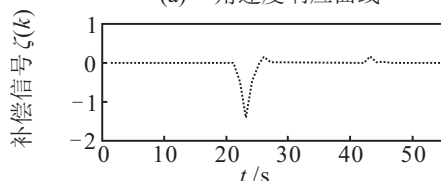


(b) 航向角跟踪误差

图3 直线运动航向角及其跟踪误差



(a) 角速度响应曲线



(b) 饱和补偿信号

图4 直线运动角速度响应及补偿信号

由图2可见,两种控制方法均实现了对目标轨迹的跟踪.值得指出的是,由于加入了航向角补偿算法,使得两种控制方法在跟踪目标车身角的同时减小了轨迹坐标的跟踪误差,因此得到了较好的轨迹跟踪效果.但是,所提出的方法相对于PID控制方案具有更高的跟踪精度,验证了所提出算法的优越性.从图3的航向角跟踪误差可以看到,所提出的控制方法对WMR航向角的跟踪误差小于PID控制方法,说明本文所提出的算法具有良好的跟踪效果.在图4中,给出了在WMR直线运动的情况下,两种方法的角速度响应和所提出算法的角速度响应补偿信号 $\zeta(k)$,从图4可见,当角速度响应受限时,补偿器及时提供了动态补偿信号.

2) 曲线运动参考轨迹为

$$\begin{cases} x_r = t, & t \leq 60; \\ y_r = \sin(0.3t) + 0.2t + 1, & t \leq 60. \end{cases} \quad (47)$$

PID控制参数取为 $K_p = 0.08, K_i = 0.2$ 和 $K_d = 0.8$. 所提出算法的控制参数为 $\eta = 1, \mu = 1, \lambda = 0.2, \delta = 3, \lambda_s = 0.002, \alpha = 7/9, \beta = 0.6, \gamma = 0.5, \hat{\phi}(1) = 2$. 仿真结果如图5~图7所示.

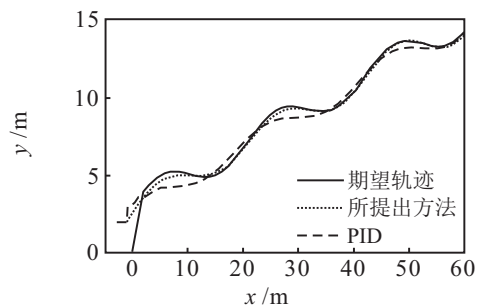
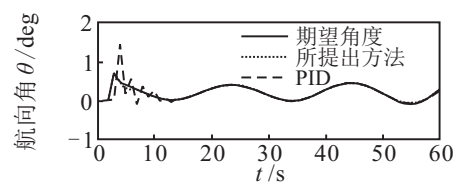
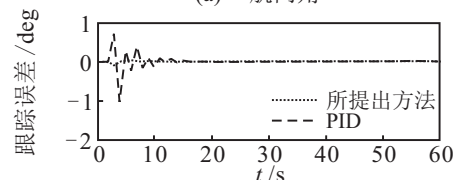


图5 曲线运动轨迹跟踪



(a) 航向角



(b) 跟踪误差

图6 曲线运动航向角及其跟踪误差

图5的仿真结果表明,当WMR的参考轨迹为曲线时,数据驱动积分终端滑模控制方案的控制效果明显优于PID控制方案,其控制精度更高,响应速度更快.由图6可知,所提出控制算法的航向角跟踪效果

和精度均要优于PID控制方案. 在WMR作曲线运动的情况下,两种方法的角速度响应和所提出算法的角速度响应补偿信号 $\zeta(k)$ 如图7所示.

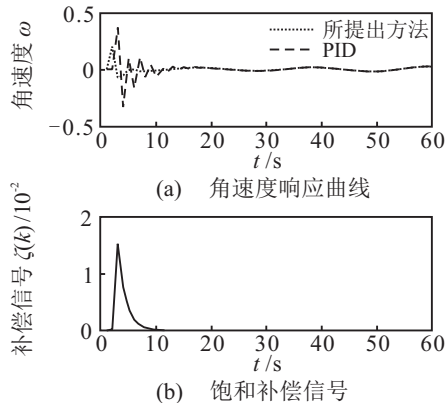


图7 曲线运动角速度响应及补偿信号

通过在不同参考轨迹下的WMR轨迹跟踪仿真可知,数据驱动无模型自适应积分终端滑模约束控制方法能较好地完成不同参考轨迹下的轨迹跟踪过程. 相比于PID控制方法,数据驱动积分终端滑模约束控制方法的响应速度更快,跟踪精度更高.

6 结论

针对WMR轨迹跟踪问题,本文提出了一种新的无模型自适应积分终端滑模约束控制方案,为WMR轨迹跟踪系统提供了一种有效的控制方法. 所提方案仅用WMR系统的I/O数据,不包含任何模型信息. 基于航向角补偿算法,在线修正目标航向角,使得所提出控制的稳态跟踪误差进一步减小. 采用动态抗饱和和补偿器,解决了WMR系统轨迹跟踪过程中执行器饱和问题. 给出了两种不同参考轨迹下的WMR轨迹跟踪仿真,仿真结果表明,所提出的方案具有快速响应能力和较高的跟踪精度,且能够适应不同参考轨迹的WMR轨迹跟踪过程.

参考文献(References)

- [1] Brockett R W. Asymptotic stability and feedback stabilization in differential geometric control theory[M]. Berlin: Springer-Verlag, 1983: 181-191.
- [2] Xin L J, Wang Q L, She J H, et al. Robust adaptive tracking control of wheeled mobile robot[J]. Robotics and Autonomous Systems, 2016, 78: 36-48.
- [3] Shu P, Oya M, Zhao J. A new adaptive tracking control scheme of wheeled mobile robot without longitudinal velocity measurement[J]. International Journal of Robust and Nonlinear Control, 2018, 28(5): 1789-1807.
- [4] Klanar G, Krjanc I. Tracking-error model-based predictive control for mobile robots in real time[J]. Robotics and Autonomous Systems, 2007, 55(6): 460-469.
- [5] Becerra H M, López-Nicolás G, Sagüés C. A sliding-mode-control law for mobile robots based on epipolar visual servoing from three views[J]. IEEE Transactions on Robotics, 2011, 27(1): 175-183.
- [6] Wang K, Liu Y, Li L. Visual servoing trajectory tracking of nonholonomic mobile robots without direct position measurement[J]. IEEE Transactions on Robotics, 2014, 30(4): 1026-1035.
- [7] Li Z J, Xiao H Z, Yang C G, et al. Model predictive control of nonholonomic chained systems using general projection neural networks optimization[J]. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics Systems, 2015, 45(10): 1313-1321.
- [8] Li Z J, Deng J, Lu R Q, et al. Trajectory tracking control of mobile robot systems incorporating neural-dynamic optimized model predictive approach[J]. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics Systems, 2016, 46(6): 740-749.
- [9] Huang D W, Zhai J Y, Ai W Q, et al. Disturbance observer-based robust control for trajectory tracking of wheeled mobile robots[J]. Neurocomputing, 2016, 198: 74-79.
- [10] Blai S. A novel trajectory-tracking control law for wheeled mobile robots[J]. Robotics and Autonomous Systems, 2011, 59(11): 1001-1007.
- [11] Huang J S, Wen C Y, Wang W, et al. Adaptive output feedback tracking control of a nonholonomic mobile robot[J]. Automatica, 2014, 50(3): 821-831.
- [12] Park B S, Yoo S J, Park J B, et al. Adaptive output-feedback control for trajectory tracking of electrically driven non-holonomic mobile robots[J]. IET Control Theory and Applications, 2011, 5(6): 830-838.
- [13] Shojaei K, Shahri A M, Tarakameh A. Adaptive feedback linearizing control of nonholonomic wheeled mobile robots in presence of parametric and nonparametric uncertainties[J]. Robotics and Computer-Integrated Manufacturing, 2011, 27(1): 194-204.
- [14] Beghini M, Bertol D W, Martins N A. A robust adaptive fuzzy variable structure tracking control for the wheeled mobile robot: Simulation and experimental results[J]. Control Engineering Practice, 2017, 64: 27-43.
- [15] Nguyen T, Nguyentien K, Do T, et al. Neural network-based adaptive sliding mode control method for tracking of a nonholonomic wheeled mobile robot with unknown wheel slips, model uncertainties, and unknown bounded external disturbances[J]. Acta Polytechnica Hungarica, 2018, 15(2): 103-123.
- [16] 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.
- [17] Hou Z S, Jin S T. A novel data-driven control approach for a class of discrete-time nonlinear systems[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2011, 19(6): 1549-1558.
- [18] Hou Z S, Wang Z. From model-based control to data-driven control: Survey, classification and perspective[J]. Information Sciences, 2013, 235: 3-35.
- [19] 宋立博, 李劲松. 轮式移动机器人嵌入式自适应控制器设计与仿真[J]. 控制理论与应用, 2012, 29(9): 1146-1150.
(Song L B, Li J S. Design and simulation of embedded model-free adaptive control system of wheeled mobile robots[J]. Control Theory & Applications, 2012, 29(9): 1146-1150.)
- [20] Xu D Z, Jiang B, Liu F. Improved data driven model free adaptive constrained control for a solid oxide fuel cell[J]. IET Control Theory and Applications, 2016, 10(12): 1412-1419.
- [21] Yuan Y, Sun Y K, Xiang Q W, et al. Model-free adaptive control for three-degree-of-freedom hybrid magnetic bearings[J]. Frontiers of Information Technology and Electronic Engineering, 2017, 18(12): 2035-2045.
- [22] 侯忠生, 董航瑞, 金尚泰. 基于坐标补偿的自动泊车系统无模型自适应控制[J]. 自动化学报, 2015, 41(4): 823-831.
(Hou Z S, Dong H R, Jin S T. Model-free adaptive control with coordinates compensation for automatic car parking systems[J]. Acta Automatica Sinica, 2015, 41(4): 823-831.)
- [23] 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.
- [24] Chakrabarty S, Bandyopadhyay B. A generalized reaching law for discrete time sliding mode control[J]. Automatica, 2015, 52: 83-86.
- [25] 侯忠生, 王卫红, 金尚泰. 一类非线性离散系统自适应滑模控制[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.)
- [26] 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.
- [27] 侯明冬, 王印松. 一种无模型自适应积分终端滑模控制方法[J]. 控制与决策, 2018, 33(9): 1591-1597.
(Hou M D, Wang Y S. A model-free adaptive integral terminal sliding mode control method[J]. Control and Decision, 2018, 33(9): 1591-1597.)
- [28] Liu D, Yang G H. Data-driven adaptive sliding mode control of nonlinear discrete-time systems with prescribed performance[J]. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics Systems, 2017(99): 1-7.
- [29] Liu D, Yang G H. Performance-based data-driven model-free adaptive sliding mode control for a class of discrete-time nonlinear processes[J]. Journal of Process Control, 2018, 68: 186-194.
- [30] Weng Y P, Gao X W. Adaptive sliding mode decoupling control with data-driven sliding surface for unknown MIMO nonlinear discrete systems[J]. Circuits, Systems, and Signal Processing, 2017, 36(3): 969-997.
- [31] Weng Y P, Gao X W. Data-driven robust output tracking control for gas collector pressure system of coke ovens[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(5): 4187-4198.
- [32] Li Z J, Yang C, Su C Y, et al. Vision-based model predictive control for steering of a nonholonomic mobile robot[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2016, 24(2): 553-564.
- [33] Xu Q S. Digital integral terminal sliding mode predictive control of piezoelectric-driven motion system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(6): 3976-3984.
- [34] 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.

作者简介

侯明冬(1980—), 男, 副教授, 博士生, 从事数据驱动控制及控制器性能优化等研究, E-mail: hmdcp@126.com;

王印松(1967—), 男, 教授, 博士生导师, 从事先进控制理论及应用、清洁能源发电系统监测与控制技术等研究, E-mail: wys@ncepu.edu.cn.

(责任编辑: 闫妍)