

## 散货码头门机负载防摇无模型自适应控制

姚文龙<sup>1</sup>, 刘旺旺<sup>2</sup>, 池荣虎<sup>3†</sup>, 慕成林<sup>2</sup>, 李博洋<sup>4</sup>

(1. 青岛科技大学 数据科学学院, 山东 青岛 266100; 2. 青岛科技大学 自动化与电子工程学院, 山东 青岛 266100);  
3. 佛山大学 机电工程与自动化学院, 广东 佛山 528225; 4. 青岛科技大学 机电工程学院, 山东 青岛 266100)

**摘要:** 针对门机在散货码头作业工况下的负载防摇控制问题, 考虑门机系统难以精确建模及外部未知扰动情况, 提出一种改进的双输入双输出无模型自适应控制方法. 首先, 基于传统紧格式动态线性化数据模型在输出变量前增加一个时变参数向量, 改进的数据模型能更好地描述门机系统的动态特性, 提高控制器的自适应性和鲁棒性; 然后, 利用整定算法在线计算伪雅可比矩阵估计律, 设计适用于散货码头门机系统的改进无模型自适应负载防摇控制算法; 最后, 对系统稳定性进行理论分析. 通过仿真对比验证了改进后的控制方法可以更有效地抑制并快速消除负载摆动, 同时对外部未知扰动具有较强的鲁棒性.

**关键词:** 门座式起重机; 无模型自适应控制; 散货码头; 负载防摇; 双输入双输出系统

**引用格式:** 姚文龙, 刘旺旺, 池荣虎, 等. 散货码头门机负载防摇无模型自适应控制. 控制理论与应用, 2026, 43(3): 507–518

DOI: 10.7641/CTA.2024.30392

## Model-free adaptive control for load anti-swing of bulk terminal portal crane

YAO Wen-long<sup>1</sup>, LIU Wang-wang<sup>2</sup>, CHI Rong-hu<sup>3†</sup>, MU Cheng-lin<sup>2</sup>, LI Bo-yang<sup>4</sup>

(1. School of Data Science, Qingdao University of Science and Technology, Qingdao Shandong 266100, China;  
2. School of Automation and Electrical Engineering, Qingdao University of Science and Technology, Qingdao Shandong 266100, China;  
3. School of Mechatronic Engineering and Automation, Foshan University, Foshan Guangdong 528225, China;  
4. School of Electromechanical Engineering, Qingdao University of Science and Technology, Qingdao Shandong 266100, China)

**Abstract:** Aiming at the load anti-sway control problem under the operating conditions of portal crane in bulk terminals, an improved double-input double-output model-free adaptive control method is proposed in consideration of the difficulty in accurately modeling the portal crane system and the unknown external perturbations. Firstly, a time-varying parameter vector is added in front of the output variables based on the traditional tight-format dynamic linearized data model, so that the improved data model can better describe the dynamic characteristics of the portal crane system and improve the adaptability and robustness of the controller. Then, the pseudo-Jacobian matrix estimation law is computed online by using the integrating algorithm, and the improved model-free adaptive load sway control algorithm is designed to apply to the portal crane system of the bulk terminal. Finally, the stability of the system is theoretically analyzed. Through simulation and comparison, it is verified that the improved control method can more effectively inhibit and quickly eliminate the load swing, and at the same time, it has strong robustness to unknown external disturbances.

**Key words:** portal crane; model-free adaptive control; bulk terminal; load anti-swing; double-input double-output system

**Citation:** YAO Wenlong, LIU Wangwang, CHI Ronghu, et al. Model-free adaptive control for load anti-swing of bulk terminal portal crane. *Control Theory & Applications*, 2026, 43(3): 507–518

收稿日期: 2023–06–06; 录用日期: 2024–12–10.

†通信作者. E-mail: ronghu\_chi@qust.edu.cn; Tel.: +86 13969728639.

本文责任编辑: 侯忠生.

国家自然科学基金项目(62273192), 山东省重大科技创新项目(2021SFGC0601), 山东省科技型中小企业创新能力提升项目(2022TSGC1003)资助. Supported by the National Natural Science Foundation of China (62273192), the Shandong Province Major Science and Technology Innovation Project (2021SFGC0601) and the Shandong Province Science and Technology SMEs Innovation Capacity Enhancement Project (2022TSGC1003).

## 1 引言

近年来,港口运输业发展迅速,作为散货码头主力设备的门座式起重机广泛应用于港口货物的装卸,是一种典型的系统自由度数量多于独立控制量数目的欠驱动系统<sup>[1-5]</sup>.门机在作业过程中会不可避免产生负载摆动,不仅降低门机的吊运效率,而且增加作业安全隐患,传统负载防摇控制方式比较依赖操作人员的技术经验,劳动强度较大且作业效率较低<sup>[6]</sup>,而在实际作业环境下,港口码头存在海风、海浪及其它不确定干扰因素,对负载防摇控制提出了更高的要求.因此,门机负载防摇控制的问题一直引起国内外研究者广泛的关注.

目前,学者提出了不同的负载防摇控制方法:文献[7]采用PID控制方法对起重机吊重防摆进行控制,并将非线性化等方法与常规PID控制方法结合,调节PID控制器的3个参数,结果证明了该方法具有良好的防摇效果;文献[8]采用粒子群优化算法和变增益方法对起重机控制参数化进行研究,并优化设计了起重机控制参量,提高了起重机控制系统模型的准确性;文献[9]采用多变量模型预测控制与粒子群优化算法相结合的新优化算法,能够有效地消除吊重的瞬时摆动与残余摆动;文献[10]建立一种空气阻力模型和摩擦力模型,以建立更精确的阻尼力作用下变绳长桥式起重机二维模型,设计模糊规则实现防摆定位控制.文献[11-12]采用模型预测控制策略,利用被控系统的历史数据信息和未来输入数据信息预测其未来输出,将负载的摆角约束转换为预测模型输入约束,进而实现系统在线优化控制,仿真结果表明该防摇控制方法具有较强的鲁棒性.但是,上述研究方法都以模型为基础,控制精度取决于系统模型的准确性,而在实际工况中,门机系统因受到外界扰动的影响会发生一定的参数变化,将面临重新整定控制参数等问题,其稳定性和控制精度也很难保障.

针对系统参数时变问题,文献[13]通过引入以台车定位误差为基础的滑模面,设计有限时间追踪鲁棒控制器以减小系统对参数变化敏感程度,实现负载质量不确定性时台车精确定位和负载摆幅有效抑制,但在参数变化较大情况下会影响控制器响应速度,其控制效果仍有提升空间;文献[14]以欠驱动桥式吊车为被控对象设计了在参数不确定性条件下的自适应控制器,采用自适应控制方法自适应调节时变参数,结果表明所提方法能够显著改善控制精度,能够实现台车精确定位和消除残留摆动现象,但是所提算法需要控制器具有较强的运算能力,控制成本较大.基于以上原因,探究有效易用、成本较低、有较强参数自适应性的控制器,对于散货码头门机的防摇应用具有重要意义.

实际研究中,由于门座式起重机是非线性、多变量、强耦合系统,难以精确建模,针对门机建模不精确问题,一些研究学者提出了不依赖被控系统精确模型信息的控制方法.文献[15]采用追钩控制和模糊控制相结合方法实现防摇控制,通过仿真对比得到追钩控制最优系数,但存在难以建立和更新模糊规则库的问题.文献[16]采用基于径向基函数(radial basis function, RBF)神经网络的起重机定位和防摆控制方法,具有较好的控制效果和鲁棒性,但神经网络控制训练困难且计算量较大.文献[17]通过结合高斯回归理论和简易桥式起重机运行数据,训练构建残差数据模型.这个残差数据模型可以与目前通用的线性模型组合,形成起重机的混合模型,提高对起重机防摇控制的鲁棒性和稳定性.但在更复杂的散货码头门座式起重机模型及外部未知扰动背景下,残差数据模型并未体现其优势.

无模型自适应控制(model free adaptive control, MFAC)是一种典型的数据驱动控制方法,指控制器设计不依赖被控系统精确数学模型信息,仅利用被控系统的在线离线I/O数据和经过数据处理得到的信息来设计相应的控制器,是一种满足一定假设条件下,可以证明系统的收敛性、保障系统稳定性和鲁棒性的控制方法<sup>[18-24]</sup>.其针对于未知非线性被控对象,利用系统的输入输出数据,设计相应控制器并进行理论分析,不仅突破了基于模型设计的现代控制理论概念,而且避免了基于复杂动态建模面临的问题<sup>[25-26]</sup>.近些年在很多领域都得到了广泛应用,比如智能交通<sup>[27]</sup>、电机系统<sup>[28]</sup>、无人驾驶<sup>[29]</sup>等.

传统紧格式动态线性化数据模型是含有单参数的时变数据模型,伪偏导数/伪雅可比矩阵(pseudo partial derivative / pseudo Jacobian matrix, PDD/PJM)表示系统在下一时刻的输出变化量与上一时刻控制输入变化量动态关系,虽然PDD/PJM可以估计系统的不确定性,但是当双输入双输出被控系统的非线性和外部扰动不确定性过强时,单参数PPD/PJM动态特性难以有效估计,从而影响控制效果的准确性,因为其输出变化量可能与其上一时刻的输出变化量有关,如果控制器设计中忽略这些敏感的变化量,可能影响系统的动态控制效果.本文研究的门机在实际散货码头工况下会受到海风、海浪等其他未知干扰影响,导致负载摆动幅度增大,系统状态量间非线性耦合关系增强,使系统控制难度加大,因此针对双输入双输出散货码头门机系统,基于传统数据模型在负载摆角输出量前增加一个伪雅可比矩阵(pseudo Jacobian matrix, PJM)参数时变向量,可以更好的反映散货码头门机的动态特性,对散货码头门机系统实现更有效的负载摆角跟踪性能,增强控制器的自适应性和鲁棒性.

综上所述,本文考虑到散货码头门座式起重机难

以精确建模及外部未知扰动, 结合散货码头门机回转及变幅运动特点, 引入了改进无模型自适应控制的散货码头门机防摇控制方法, 首先建立门座式起重机动力学模型, 以门机对应驱动电机转速作为系统控制输入, 以负载基于平面内摆角和平面外摆角作为系统的两个控制输出, 对其进行双PJM紧格式动态线性化处理获得双输入双输出数据模型, 利用整定算法在线计算负载摆角的伪雅可比矩阵估计律, 设计无模型自适应控制器实现门机负载防摇控制效果. 该控制方法利用门机系统负载摆角、旋臂回转角速度及变幅速度等数据信息设计无模型自适应控制器, 有效针对散货码头门机系统难以精确建模及未知外部扰动, 为散货码头门机防摇问题提供了新的思路.

## 2 门座式起重机动力学模型

门座式起重机在码头货物装卸过程中起着非常重要的作用, 其系统结构复杂, 在运动学模型的建立中必须保留回转机构、起重机构、变幅机构等整体运动机构, 在不改变门机系统负载运动规律和自由度数的条件下, 保证门机运动机构的几何参数和位置关系. 门机作业过程位置变化主要是由回转中心、象鼻梁前端及负载三者之间的位置变化. 以门机回转盘中心为坐标原点 $O$ 、象鼻梁前端 $P$ 点及负载 $M$ 建立简化模型, 忽略钢丝绳质量, 负载视为质点, 建立门机运动学模型如图1所示.

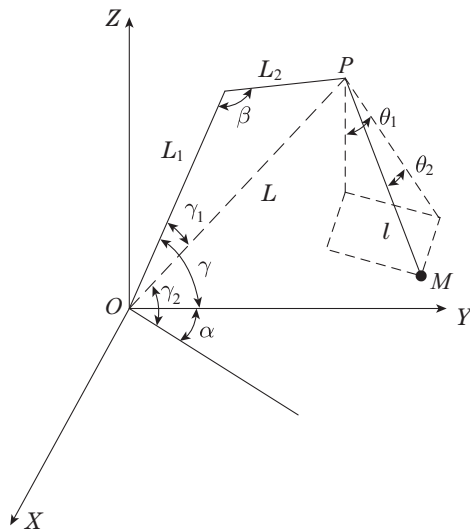


图1 门机动力学模型

Fig. 1 Dynamics model of the portal crane

其中:  $XOY$ 为水平面,  $P$ 点为负载悬挂点, 考虑为无质量的运动点并在 $XOY$ 平面内运动; 门机在作变幅运动时,  $P$ 点沿着 $OP$ 方向运动, 门机作回转运动时,  $P$ 点沿着 $O$ 点作圆周运动;  $M$ 为负载质心,  $\alpha$ 为门机作回转运动时 $OP$ 与 $Y$ 轴的夹角,  $\beta$ 为门机作变幅运动时长臂架与短臂架的夹角,  $\gamma$ 为俯仰角度,  $\gamma_1$ 为 $L_1$ 与 $L$ 夹角,  $\gamma_2$ 为 $L$ 与水平面 $XOY$ 的夹角,  $L$ 为 $P$ 点和

回转中心 $O$ 的距离,  $L_1$ 表示长臂架长度,  $L_2$ 表示短臂架长度, 在码头实际作业过程中存在风力及系统摩擦, 设置阻尼参数 $\mu = 0.02$ ,  $\theta_1$ 为钢丝绳在 $ZOP$ 平面上的投影与垂直方向的夹角(变幅运动产生的负载摆动角度),  $\theta_2$ 为钢丝绳在 $ZOP$ 平面上的投影的夹角(回转运动产生的负载摆动角度);  $l$ 为钢丝绳的长. 设 $P$ 点坐标为 $(X_P, Y_P, Z_P)$ ,  $M$ 点坐标为 $(X_M, Y_M, Z_M)$ , 由于门机作业过程中, 包含的变量较多, 同时存在一些风力或者摩擦等外界干扰, 而拉格朗日方程中不含有约束反力, 只需要对主动力分析即可建立门机系统非线性动力学方程, 其一般表达式为

$$\frac{d}{dt} \left( \frac{\partial L'}{\partial \dot{q}_i} \right) - \frac{\partial L'}{\partial q_i} = f_i, i = 1, 2, \dots, N, \quad (1)$$

其中:  $L' = T - V$ ,  $L'$ 为拉格朗日算子;  $T$ 为相对动能;  $V$ 为系统势能;  $q_i$ 为质量系的广义坐标;  $i$ 为质量系的自由度数;  $f_i$ 为除了系统自身重力外第 $i$ 个广义坐标上的广义外力.

根据拉格朗日方程可得

$$\begin{cases} X_P = L \cos \gamma_2 \sin \alpha, \\ Y_P = L \cos \gamma_2 \cos \alpha, \\ Z_P = L \sin \gamma_2, \end{cases} \quad (2)$$

$$\begin{cases} X_M = L \cos \gamma_2 \sin \alpha + l \sin \theta_1 \cos \theta_2 \cos \alpha, \\ Y_M = L \cos \gamma_2 \cos \alpha + l \sin \theta_1 \cos \theta_2 \sin \alpha, \\ Z_M = L \sin \gamma_2 - l \cos \theta_1 \cos \theta_2, \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} L = \sqrt{L_1^2 + L_2^2 - 2L_1L_2 \cos \beta}, \\ \beta = \arcsin \frac{l \sin \gamma_1}{L_2}, \\ \gamma_2 = \gamma - \gamma_1. \end{cases} \quad (4)$$

系统的相对动能如下:

$$T = \frac{1}{2} M (\dot{X}_M^2 + \dot{Y}_M^2 + \dot{Z}_M^2). \quad (5)$$

以门座式起重机基座所在平面为零势能面, 系统势能如下:

$$V = MgZ_M = Mg(L \sin \gamma_2 - l \cos \theta_1 \cos \theta_2). \quad (6)$$

系统拉格朗日算子为

$$L' = T - V. \quad (7)$$

取负载平面内摆角 $\theta_1$ 、负载平面外摆角 $\theta_2$ 作为广义坐标, 则有

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \left( \frac{\partial L'}{\partial \dot{\theta}_1} \right) - \frac{\partial L'}{\partial \theta_1} = 0, \\ \frac{d}{dt} \left( \frac{\partial L'}{\partial \dot{\theta}_2} \right) - \frac{\partial L'}{\partial \theta_2} = 0. \end{cases} \quad (8)$$

本文研究的主要是门机回转和变幅运动负载的防

摇控制, 因为起升运动基本上不产生负载摆动, 所以可以设置  $L_1, L_2, l, \gamma$  参数为定值, 设置  $L = L(\beta)$ ,  $\alpha = \alpha(t)$  是门机回转角度关于时间的函数,  $\beta = \beta(t)$  是门机变幅角度关于时间的函数,  $\gamma_1 = \gamma_1(t)$  和  $\gamma_2 = \gamma_2(t)$  是角度变量, 其角度值之和为定值  $\gamma$ , 求解得散货码头门机负载摆角运动学微分方程如式(9)–(10)所示:

$$\begin{aligned} \ddot{\theta}_1 = & \dot{\alpha}^2 \cos \theta_1 \sin \theta_1 + \frac{\dot{\alpha}^2 L}{l \cos \theta_2} \cos \gamma_2 \cos \theta_1 + \\ & 2\dot{\alpha}\dot{\theta}_2 \cos \theta_1 + \frac{\ddot{L} + L\dot{\gamma}_2^2}{l \cos \theta_2} \cos(\theta_1 - \gamma_2) + \\ & \frac{L\dot{\gamma}_2 + 2L\dot{\gamma}_2}{l \cos \theta_2} \sin(\theta_1 - \gamma_2) + \\ & \frac{(\ddot{\alpha} + 2\mu\dot{\alpha})}{\cos \theta_2} \cos \theta_1 \cos \theta_2 + \\ & 2\dot{\theta}_1\dot{\theta}_2 \frac{\sin \theta_2}{\cos \theta_2} - \frac{g \sin \theta_1}{l \cos \theta_2} - 2\mu\dot{\theta}_1, \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \ddot{\theta}_2 = & \dot{\alpha}^2 \cos \theta_2 \sin \theta_2 \cos^2 \theta_1 - \\ & \dot{\alpha}^2 \frac{L}{l} \cos \gamma_2 \sin \theta_1 \sin \theta_2 - \\ & (\ddot{\alpha} + 2\mu\dot{\alpha}) \frac{L}{l} \cos \gamma_2 \cos \theta_2 - \\ & \cos \theta_1 \sin \theta_2 \frac{g}{l} - \\ & \frac{\sin \theta_2 (\ddot{L} + \dot{\gamma}_2^2 L) \sin(\theta_1 - \gamma_2)}{l} - \\ & \dot{\theta}_1^2 \cos \theta_2 \sin \theta_2 - (\ddot{\alpha} + 2\mu\dot{\alpha}) \sin \theta_1 - \\ & 2\dot{\alpha}\dot{\theta}_1 \cos \theta_1 \cos^2 \theta_2 - \ddot{\alpha} \sin \theta_1 - \\ & \frac{\dot{\gamma}_2 L + \dot{\gamma}_2^2 L}{l} \cos(\theta_1 - \gamma_2) \sin \theta_2 - 2\mu\dot{\theta}_2. \end{aligned} \quad (10)$$

在实际门机作业过程中, 变幅运动和回转运动是通过控制驱动电机来控制对应的运行机构实现的. 通过对门机系统进行动力学分析, 可以确定门机作业的控制状态量  $\theta_1^*, \theta_2^*$  和控制输入量  $u$ . 利用状态量和输入量来进行控制器的设计, 实现门机负载防摇控制. 同时, 散货码头门机作业的动态过程可用双输入双输出非线性离散时间动态系统来描述, 即

$$\begin{cases} \mathbf{y}(k+1) = \mathbf{f}(\mathbf{u}(k), \mathbf{u}(k-1), \dots, \mathbf{u}(k-n_u), \\ \quad \mathbf{y}(k), \mathbf{y}(k-1), \dots, \mathbf{y}(k-n_y)), \\ \mathbf{u}(k) = [u_1(k) \ u_2(k)]^T, \\ \mathbf{y}(k) = [y_1(k) \ y_2(k)]^T, \end{cases} \quad (11)$$

其中:  $\mathbf{u}$  为系统控制输入,  $\mathbf{y}(k)$  为系统输出,  $u_1(k)$  和  $u_2(k)$  分别代表对应机构驱动电机转速,  $y_1(k)$  代表负载平面内摆角  $\theta_1$ ,  $y_2(k)$  代表负载平面外摆角  $\theta_2$ , 未知的非线性函数用  $\mathbf{f}(\cdot)$  表示,  $k$  表示采样时刻.

### 3 门机负载防摇的改进无模型自适应控制设计

本节的设计目标是对应机构驱动电机转速作为控制输入, 门机在正常作业下, 角度传感器将采集到的负载摆动角度在  $k-1$  时刻以  $\theta(k-1)$  输出为反馈角度信号, 与期望角度形成的误差变量  $\Delta\theta(k-1)$  经改进无模型自适应控制器计算输出相应的控制信号, 控制驱动电机转速改变门机变幅速度及回转角速度, 使门机负载平面内摆角  $\theta_1$  和负载平面外摆角  $\theta_2$  跟踪  $\theta_1^*, \theta_2^*$ .

#### 3.1 双输入双输出的门机负载防摇改进动态线性化过程

首先, 考虑双输入双输出的非线性离散时间系统

$$\begin{aligned} \mathbf{y}(k+1) = & \mathbf{f}(\mathbf{u}(k), \mathbf{u}(k-1), \dots, \mathbf{u}(k-n_u), \\ & \mathbf{y}(k), \mathbf{y}(k-1), \dots, \mathbf{y}(k-n_y)), \end{aligned} \quad (12)$$

其中:  $\mathbf{u}(k) \in \mathbb{R}^2$ ,  $\mathbf{y}(k) \in \mathbb{R}^2$  分别为  $k$  时刻系统的输入与输出;  $n_u, n_y$  为两个未知的正整数;  $\mathbf{f}(\cdot) \in \mathbb{R}^2$  是系统未知的非线性函数.

上述系统对任意  $k$  满足以下假设条件:

**假设 1** 该系统关于  $\mathbf{u}(k)$  的偏导数存在且连续;

**假设 2** 该系统满足广义 Lipschitz 条件, 当  $\|\Delta\mathbf{u}(k)\| \neq 0$  时, 有  $\|\Delta\mathbf{y}(k+1)\| \leq Q\|\Delta\mathbf{u}(k)\|$ , 其中  $\Delta\mathbf{y}(k+1) \in \mathbb{R}^2$  为相邻两个时刻的负载变幅摆角和回转摆角输出差,  $\Delta\mathbf{u}(k) \in \mathbb{R}^2$  为相邻两个时刻的电机转速输入差, 即

$$\begin{cases} \Delta\mathbf{y}(k+1) = \mathbf{y}(k+1) - \mathbf{y}(k), \\ \Delta\mathbf{u}(k) = \mathbf{u}(k) - \mathbf{u}(k-1), \end{cases} \quad (13)$$

$Q$  为一个正常数.

**注 1** 假设条件 1 满足非线性系统的一般标准条件假设 2 是系统输入限制系统输出, 使输出变化率趋于稳定. 考虑能耗变化, 若约束输入能耗弹性区间, 则系统内能量变化率不能为无穷大. 所以针对散货码头门机系统的假设 1–2 是成立的.

**引理 1** 对于满足假设条件 1–2 的门机作业非线性离散时间系统(12), 存在 PJM 转化为如下的改进动态线性化数据模型:

$$\begin{aligned} \Delta\mathbf{y}(k+1) = & \Phi(k)\Delta\mathbf{H}(k) = \\ & \varphi_1(k)\Delta\mathbf{y}(k) + \varphi_2(k)\Delta\mathbf{u}(k), \end{aligned} \quad (14)$$

其中  $\|\varphi_i(k)\| \leq Q$  并且定义  $\varphi_i(k)$  为系统的 PJM, 即

$$\varphi_i(k) = \begin{pmatrix} \varphi_{11}(k) & \varphi_{12}(k) \\ \varphi_{21}(k) & \varphi_{22}(k) \end{pmatrix}_{2 \times 2}, \quad (15)$$

其中 $i = 1, 2$ , 详细证明见参考文献[24].

**注2** 根据引理1, 使得散货码头门机系统可以转化为具有时变PJM  $\varphi_i(k)$ 的改进的紧格式动态线性化数据模型, 从引理1证明过程流程中, 可明确PJM的严谨性与存在性. 参数向量 PJM  $\varphi_2(k)$  表示了输入量  $u_1(k)$  和  $u_2(k)$  与输出量  $y_1(k)$  和  $y_2(k)$  之间的复杂耦合,  $\varphi_{ij}$  的数值表示了输入输出参数间的高度耦合关系, 其中:  $i = 1, 2, j = 1, 2$ .

**注3** 在考虑实际的控制方法和工程应用时, 无法得到动态线性化模型等价的真实PJM值, 而是借助参数向量的估计算法得到的其估计值. 所以在使用估计值的情况下, 改进的动态线性化模型与原非线性系统之间并不是完全等价的, 具体见文献[28].

### 3.2 无模型自适应控制算法设计

改进紧格式动态线性化数据模型属于一类具有时变特性的参数向量伪雅可比矩阵线性模型. 当伪雅可比矩阵里的参数向量呈现矢量形态时, 拟采用动态线性化模型作为被控对象的实际模型, 从而使基于模型的控制方法能够更优地应用到控制器的设计. 为防止因控制输入过多所导致的系统不稳定状况, 可将时变参数在添加在控制算法中, 致使控制输入的变化率偏小. 由此, 考虑控制准则函数如下所示:

$$J[\mathbf{u}(k)] = \|\mathbf{y}^*(k+1) - \mathbf{y}(k+1)\|^2 + \lambda \|\mathbf{u}(k) - \mathbf{u}(k-1)\|^2, \quad (16)$$

记 $\lambda$ 为权重因子, 设置输入量 $\mathbf{y}^*(k+1)$ 为期望输出信号. 根据单输入单输出系统MFAC控制器设计, 将其应用到双输入双输出系统, 将引理1中改进动态线性化的数据模型式(14)代入输入准则函数(16), 对 $u(k)$ 求导, 并令其求导结果为零, 可得控制算法为

$$\mathbf{u}(k) = \mathbf{u}(k-1) + \frac{\rho \varphi_2^T(k) [\mathbf{y}^*(k+1) - \mathbf{y}(k) - \varphi_1(k) \Delta \mathbf{y}(k)]}{\lambda + \|\varphi_2(k)\|^2}, \quad (17)$$

其中:  $\mathbf{y}^*(k+1)$ 为散货码头门机系统有界的期望输出负载摆角信号,  $\rho \in (0, 1]$ 是加入的步长因子, 使控制算法具有更强的灵活性和一般性,  $\lambda > 0$ 为权重因子, 用来控制输入量变化.

### 3.3 伪雅可比矩阵估计

采用的改进的双输入双输出紧格式动态线性化数据模型, 通过以下参数估计准则函数估计PJM:

$$J[\Phi(k)] = \mu \|\Phi(k) - \hat{\Phi}(k)\|^2 + \|\Delta \mathbf{y}(k) - [\Phi(k)][\Delta \mathbf{H}(k-1)]\|^2, \quad (18)$$

其中 $\mu > 0$ 为权重因子, 限制PJM值变化过大.

**引理2**  $A, B, C, D$ 是适当维数的矩阵, 如果  $A, C$  和  $DA^{-1}B + C^{-1}$  的逆存在, 那么

$$[A + BCD]^{-1} = A^{-1} - A^{-1}B [DA^{-1}B + C^{-1}]^{-1} DA^{-1}. \quad (19)$$

根据最优条件, 对式(14)关于 $\Phi(k)$ 求极值, 并利用矩阵求逆引理, 可得改进投影算法

$$\begin{aligned} \Phi(k) = & \Phi(k-1) + \Delta \mathbf{y}(k) - \\ & \hat{\Phi}(k-1) \Delta \mathbf{H}(k-1) (\Delta \mathbf{H}(k-1))^\top \times \\ & (\mu \mathbf{I} + \Delta \mathbf{H}(k-1) \Delta \mathbf{H}^\top(k-1))^{-1}. \end{aligned} \quad (20)$$

但是当系统输入输出维数较大时, 求逆运算较为复杂, 所以可将单输入单输出情况下的伪偏导数 (pseudo partial derivative, PPD) 估计算法推广到双输入双输出的情况中, 得到不含有矩阵求逆运算的伪雅可比矩阵估计算法, 即

$$\begin{aligned} \hat{\Phi}(k) = & \hat{\Phi}(k-1) + \\ & \frac{\eta^* (\Delta \mathbf{y}(k) - \hat{\Phi}(k-1) (\Delta \mathbf{H}(k-1)) (\Delta \mathbf{H}(k-1))^\top)}{\mu + \|\Delta \mathbf{H}(k-1)\|^2}, \end{aligned} \quad (21)$$

其中,  $\eta \in (0, 2]$ 是步长因子; 使控制算法具有一般性和灵活性, 且PJM估计值为

$$\hat{\Phi}_i(k) = \begin{pmatrix} \hat{\varphi}_{11}(k) & \hat{\varphi}_{12}(k) \\ \hat{\varphi}_{21}(k) & \hat{\varphi}_{22}(k) \end{pmatrix}_{2 \times 2}. \quad (22)$$

因为参数值  $\Phi_i(k)$  在控制系统中起到关键作用, 而  $\Phi_i(k)$  为时变参数向量. 为了使参数跟踪能力提升, 增强系统的稳定, 给出下列参数重置算法:

若  $\text{sign}(\hat{\Phi}(k)) \neq \text{sign}(\hat{\Phi}(1))$  或  $\|\hat{\Phi}(k)\| \leq \varepsilon$ , 或  $\|\Delta \mathbf{H}(k)\| \leq \varepsilon$ , 则  $\hat{\Phi}(k) = \hat{\Phi}(1)$ . 其中,  $\varepsilon$  为给定的小正数.

**注4** 设置重置算法是为了使PJM估计算法具有更强的时变参数的跟踪能力. 在门机作业过程中, 若门机负载摆角传感器产生系统错误, 由于控制输入量的不稳定致使控制系统趋于不稳定, 本文中提出的重置算法能够对被控系统进行纠正, 把参数重新设为初始值, 随后对下一个参数予以迭代, 进而实现被控系统负载防摇控制的全流程.

### 3.4 控制方案

综合之前得到的改进动态线性化、控制算法设计及PJM估计算法, 其改进的双输入双输出的散货码头门机负载防摇无模型自适应控制方案如下:

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{u}(k) = \\ \mathbf{u}(k-1) + \\ \frac{\rho \boldsymbol{\varphi}_2^T(k) [\mathbf{y}^*(k+1) - \mathbf{y}(k) - \boldsymbol{\varphi}_1(k) \Delta \mathbf{y}(k)]}{\lambda + \|\boldsymbol{\varphi}_2(k)\|^2}, \\ \hat{\boldsymbol{\Phi}}(k) = \\ \hat{\boldsymbol{\Phi}}(k-1) + \\ \frac{\eta^* (\Delta \mathbf{y}(k) - \hat{\boldsymbol{\Phi}}(k-1) \Delta \mathbf{H}(k-1) (\Delta \mathbf{H}(k-1))^T)}{\mu + \|\Delta \mathbf{H}(k-1)\|^2}, \\ \hat{\boldsymbol{\Phi}}(k) = \hat{\boldsymbol{\Phi}}(1), \\ \text{sign}(\hat{\boldsymbol{\Phi}}(k)) \neq \text{sign}(\hat{\boldsymbol{\Phi}}(1)), \\ \text{或} \|\hat{\boldsymbol{\Phi}}(k)\| \leq \varepsilon, \\ \text{或} \|\Delta \mathbf{H}(k)\| \leq \varepsilon. \end{array} \right. \quad (23)$$

**注5** 由上述控制方案可知,利用门机系统I/O数据实时估计PJM参数值,实现控制律的在线更新,目的是提高门机防摇控制系统的稳定性和准确性,实现对实际被控系统的参数自适应控制。

**注6** 散货码头门机是一个较为复杂的控制系统,其参数变量较多并且存在较强的耦合性,前文设计的系统模型仅仅为了产生系统的I/O数据,并不参与控制器的设计,目前关于门座式起重机的防摇控制研究大多数是基于模型的,而且建模时提出很多忽略性假设问题,与实际控制系统存在较大差距,在实际应用中较为困难.本文采取一种典型数据驱动控制方法,只需要利用被控系统的输入数据和输出数据对控制器进行设计与分析,不依赖被控系统数学模型,方法简单且计算量少<sup>[30]</sup>,为门机防摇系统实际工程提供了良好应用前景。

本节完成了改进的无模型自适应控制器的设计.该控制器是利用门机系统负载摆角、旋臂回转角速度及变幅速度等数据信息对PJM进行实时更新,进而在线更新控制律,同时需要完整的稳定性分析理论基础,为控制器的准确性和有效性提供保障。

### 3.5 稳定性分析

在稳定性分析中需要如下引理及假设:

**引理3**<sup>[4]</sup> 令 $Q = (q_{ij}) \in \mathbb{C}^{n \times n}$ ,对于 $1 \leq i \leq n$ ,定义Gerschgorin圆盘为 $D_i = \{z \mid \|z - q_{ij}\| \leq \sum_{j=1, j \neq i}^n |q_{ij}|\}$ , $z \in \mathbb{C}$ ,并且所有 $Q$ 的特征根均满足 $D_q = \bigcup_{i=1}^n D_i$ .

**假设3** PJM  $\varphi_i(k)$ 是满足下列条件的矩阵:

$$|\hat{\varphi}_{ij}(k)| \leq b_1, b_2 \leq |\hat{\varphi}_{ii}(k)| \leq ab_2, a \geq 1,$$

$$b_2 \geq b_1(2a+1)(m-1), i=1, \dots, m, i \neq j,$$

并且所有 $\varphi_{ij}(k)$ 中的元素符号是固定不变的。

**定理1** 对于系统式(12),在满足假设1,假设2条件下,改进MFAC控制方案具有如下性质:当期望

跟踪信号 $\mathbf{y}^*(k+1) = \mathbf{y}^* = \text{const}$ 时,存在一个正数 $\lambda_{\min} > 0$ ,当 $\lambda > \lambda_{\min}$ 时有,闭环控制系统满足:

1) 系统输出跟踪误差的序列是收敛的,且

$$\lim_{k \rightarrow \infty} \|\mathbf{y}^*(k+1) - \mathbf{y}(k+1)\| = 0;$$

2) 闭环系统是有界输入有界输出(bounded-input, bounded-output, BIBO)稳定的,即输出序列 $\mathbf{y}(k)$ 与输入序列 $\mathbf{u}(k)$ 有界。

**证** 证明过程分为两步展开:步骤1是对参数向量伪雅可比矩阵估计值的有界性予以验证;步骤2是证明改进MFAC系统的输出跟踪误差收敛性和BIBO稳定性.详细验证情况如下展开:

**步骤1** 令 $\tilde{\boldsymbol{\Phi}}(k) = \hat{\boldsymbol{\Phi}}(k) - \boldsymbol{\Phi}(k)$ ,将式(21)两端同时减去 $\boldsymbol{\Phi}(k)$ ,得

$$\begin{aligned} \tilde{\boldsymbol{\Phi}}(k) &= \\ \hat{\boldsymbol{\Phi}}(k) - \boldsymbol{\Phi}(k) &= \\ \hat{\boldsymbol{\Phi}}(k-1) - \boldsymbol{\Phi}(k-1) + \boldsymbol{\Phi}(k-1) - \boldsymbol{\Phi}(k) + \\ \frac{\eta^* (\Delta \mathbf{y}(k) - \hat{\boldsymbol{\Phi}}(k-1) (\Delta \mathbf{H}(k-1)) (\Delta \mathbf{H}(k-1))^T)}{\mu + \|\Delta \mathbf{H}(k-1)\|^2}. \end{aligned} \quad (24)$$

对上式(24)两边取范数得

$$\begin{aligned} \|\tilde{\boldsymbol{\Phi}}(k)\| &= \\ \|\hat{\boldsymbol{\Phi}}(k-1) + \boldsymbol{\Phi}(k-1) - \boldsymbol{\Phi}(k) + \eta \times \\ \frac{\Delta \mathbf{y}(k) - (\hat{\boldsymbol{\Phi}}(k-1) + \boldsymbol{\Phi}(k-1)) (\Delta \mathbf{H}(k-1) \Delta \mathbf{H}(k-1))^T}{\mu + \|\Delta \mathbf{H}(k-1)\|^2}\|. \end{aligned} \quad (25)$$

由不等式 $\|d_1 \pm d_2\| \leq \|d_1\| + \|d_2\|$ , $d_1, d_2$ 是任意实数,有

$$\begin{aligned} \|\tilde{\boldsymbol{\Phi}}(k)\| &\leq \\ \|\hat{\boldsymbol{\Phi}}(k-1)\| + \|\boldsymbol{\Phi}(k-1)\| + \|\boldsymbol{\Phi}(k)\| + \\ \left\| \frac{\eta \Delta \mathbf{y}(k)}{\mu + \|\Delta \mathbf{H}(k-1)\|^2} - \eta \times \right. \\ \left. \frac{(\hat{\boldsymbol{\Phi}}(k-1) + \boldsymbol{\Phi}(k-1)) \Delta \mathbf{H}(k-1) (\Delta \mathbf{H}(k-1))^T}{\mu + \|\Delta \mathbf{H}(k-1)\|^2} \right\|. \end{aligned} \quad (26)$$

结合假设3得到

$$\begin{aligned} \|\tilde{\boldsymbol{\Phi}}(k)\| &\leq \\ \|\hat{\boldsymbol{\Phi}}(k-1)\| + 2b + \\ \left\| \frac{\eta \Delta \mathbf{y}(k)}{\mu + \|\Delta \mathbf{H}(k-1)\|^2} - \eta \times \right. \\ \left. \frac{(\hat{\boldsymbol{\Phi}}(k-1) + \boldsymbol{\Phi}(k-1)) \Delta \mathbf{H}(k-1) (\Delta \mathbf{H}(k-1))^T}{\mu + \|\Delta \mathbf{H}(k-1)\|^2} \right\|, \end{aligned} \quad (27)$$

$$\begin{aligned} & \left\| \frac{\eta \Delta y(k)}{\mu + \|\Delta \mathbf{H}(k-1)\|^2} - \right. \\ & \left. \frac{\eta(\hat{\Phi}(k-1) + \Phi(k-1))\Delta \mathbf{H}(k-1)(\Delta \mathbf{H}(k-1))^T}{\mu + \|\Delta \mathbf{H}(k-1)\|^2} \right\| \leq \\ & \eta \left\| \frac{\Delta y(k)(\Delta \mathbf{H}(k-1))^T}{\mu + \|\Delta \mathbf{H}(k-1)\|^2} \right\| + \eta \times \\ & \left\| \frac{-(\hat{\Phi}(k-1) + \Phi(k-1))\Delta \mathbf{H}(k-1)(\Delta \mathbf{H}(k-1))^T}{\mu + \|\Delta \mathbf{H}(k-1)\|^2} \right\|, \end{aligned} \quad (28)$$

根据

$$\begin{aligned} & \|\Delta \mathbf{H}(k-1)(\Delta \mathbf{H}(k-1))^T\| = \\ & \|\Delta \mathbf{H}(k-1)\|^2 \Delta \mathbf{H}(k-1)\Delta \mathbf{H}(k-1)^T = \\ & \|\Delta \mathbf{y}(k-1)\|^2 + \|\Delta \mathbf{u}(k-1)\|^2, \end{aligned} \quad (29)$$

且由基本不等式  $\|d_1 + d_2\| \geq 2\sqrt{d_1 d_2}$ , 令

$$\|\Delta \mathbf{y}(k)\| \leq \varepsilon_1, \quad \|\Delta \mathbf{H}(k)\| \leq \varepsilon_2, \quad (30)$$

其中  $\varepsilon_1, \varepsilon_2$  为非常小的正数, 使得下式成立:

$$\begin{aligned} & \left\| \frac{\eta \Delta y(k)}{\mu + \|\Delta \mathbf{H}(k-1)\|^2} - \eta \times \right. \\ & \left. \frac{(\hat{\Phi}(k-1) + \Phi(k-1))\Delta \mathbf{H}(k-1)(\Delta \mathbf{H}(k-1))^T}{\mu + \|\Delta \mathbf{H}(k-1)\|^2} \right\| \leq \\ & \eta \left\| \frac{\varepsilon_1(\Delta \mathbf{H}(k-1))^T}{\mu + \|\Delta \mathbf{H}(k-1)\|^2} \right\| + \\ & \eta \left\| -(\hat{\Phi}(k-1) + \Phi(k-1)) \frac{\|\Delta \mathbf{H}(k-1)\|^2}{\mu + \|\Delta \mathbf{H}(k-1)\|^2} \right\| \leq \\ & \eta \left\| \frac{\varepsilon_1}{\frac{\mu}{\|\Delta \mathbf{H}(k-1)\|} + \|\Delta \mathbf{H}(k-1)\|} \right\| + \\ & \eta \left\| \frac{-(\hat{\Phi}(k-1) + \Phi(k-1))}{\frac{\mu}{\|\Delta \mathbf{H}(k-1)\|^2} + 1} \right\| \leq \\ & \eta \left\| \frac{\varepsilon_1}{2\mu} \right\| + \frac{\eta \|\hat{\Phi}(k-1)\|}{2\sqrt{\frac{\mu}{\|\Delta \mathbf{H}(k-1)\|^2}}} + \\ & \frac{\eta b}{2\sqrt{\frac{\mu}{\|\Delta \mathbf{H}(k-1)\|^2}}} \leq \\ & \eta \frac{\varepsilon_1}{2\mu} + \eta \|\hat{\Phi}(k-1)\| \frac{\varepsilon_2}{2\sqrt{\mu}} + \eta b \frac{\varepsilon_2}{2\sqrt{\mu}}. \end{aligned} \quad (31)$$

因此, 下面不等式成立

$$\begin{aligned} \|\tilde{\Phi}(k)\| & \leq \frac{2\sqrt{\mu} + \eta\varepsilon_2}{2\sqrt{\mu}} \|\tilde{\Phi}(k-1)\| + \\ & 2b + \frac{\eta\varepsilon_1 + \eta b\varepsilon_2}{2\sqrt{\mu}}, \end{aligned} \quad (32)$$

令  $\varepsilon = 2b + \frac{\eta\varepsilon_1 + \eta b\varepsilon_2}{2\sqrt{\mu}}$ , 利用递归方法得

$$\begin{aligned} \|\tilde{\Phi}(k)\| & \leq \frac{2\sqrt{\mu} + \eta\varepsilon_2}{2\sqrt{\mu}} \|\tilde{\Phi}(k-1)\| + \varepsilon \leq \\ & \frac{2\sqrt{\mu} + \eta\varepsilon_2}{2\sqrt{\mu}} \frac{2\sqrt{\mu} + \eta\varepsilon_2}{2\sqrt{\mu}} \|\tilde{\Phi}(k-2)\| + \\ & \frac{2\sqrt{\mu} + \eta\varepsilon_2}{2\sqrt{\mu}} \varepsilon + \varepsilon \leq \\ & \left( \frac{\mu + \varepsilon_2}{\eta\varepsilon_2 + \mu + \varepsilon_2} \right)^{k-1} \|\tilde{\Phi}(1)\| - \\ & \frac{2\sqrt{\mu} - \left( \frac{2\sqrt{\mu} + \eta\varepsilon_2}{2\sqrt{\mu}} \right)^{k-1}}{\varepsilon \frac{\eta\varepsilon_2}{2\sqrt{\mu}}}, \end{aligned} \quad (33)$$

上式(33)可得到  $\tilde{\Phi}(k)$  是有界的.

**步骤 2** 定义系统输出跟踪误差为

$$\mathbf{e}(k) = \mathbf{y}^* - \mathbf{y}(k), \quad (34)$$

将紧格式动态线性化数据模型式(14)及控制算法式(17)代入式(34)后得

$$\begin{aligned} \mathbf{e}(k+1) & = \mathbf{e}(k) - [\varphi_1(k) \quad \varphi_2(k)] \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{y}(k) \\ \Delta \mathbf{u}(k) \end{bmatrix} = \\ & \left[ \mathbf{I} - \frac{\rho \varphi_2(k) \hat{\varphi}_2^T(k)}{\lambda + \|\hat{\varphi}_2(k)\|^2} \right] \mathbf{e}(k) [\mathbf{I} - \varphi_1(k)]. \end{aligned} \quad (35)$$

对式(35)右边第1项分析, 定义  $z$  为以下矩阵特征根:

$$\mathbf{I} - \frac{\rho \varphi_2(k) \hat{\varphi}_2^T(k)}{\lambda + \|\hat{\varphi}_2(k)\|^2}. \quad (36)$$

由引理3可得

$$\begin{aligned} D_j & = \{z \mid z - |1 - \frac{\rho : \sum_{i=1}^2 \varphi_{ij}(k) \hat{\varphi}_{ij}^T(k)}{\lambda + \|\hat{\varphi}_2(k)\|^2}| \leq \\ & \sum_{l=1, l \neq j}^2 \left| \frac{\rho : \sum_{i=1}^2 \varphi_{il}(k) \hat{\varphi}_{il}^T(k)}{\lambda + \|\hat{\varphi}_2(k)\|^2} \right|\}. \end{aligned} \quad (37)$$

根据三角不等式, 式(37)可重写为

$$\begin{aligned} D_j & = \{z \mid |z| \leq |1 - \frac{\rho \sum_{i=1}^2 \varphi_{ij}(k) \hat{\varphi}_{ij}^T(k)}{\lambda + \|\hat{\varphi}_2(k)\|^2}| + \\ & \sum_{l=1, l \neq j}^2 \left| \frac{\rho \sum_{i=1}^2 \varphi_{il}(k) \hat{\varphi}_{il}^T(k)}{\lambda + \|\hat{\varphi}_2(k)\|^2} \right|\}. \end{aligned} \quad (38)$$

由假设3, 已知:  $|\hat{\varphi}_{ij}(k)| \leq b_1, b_2 \leq |\hat{\varphi}_{ii}(k)| \leq ab_2$  和  $|\varphi_{ij}(k)| \leq b_1, b_2 \leq |\varphi_{ii}(k)| \leq ab_2, i \neq j$ .

因此下面两个不等式成立:

$$1 - \frac{\rho \sum_{i=1}^2 |\varphi_{ji}(k)| \|\hat{\varphi}_{ji}^T(k)\|}{\lambda + \|\hat{\varphi}_2(k)\|^2} \leq 1 - \frac{\rho |\varphi_{jj}(k)| \|\hat{\varphi}_{jj}^T(k)\|}{\lambda + \|\hat{\varphi}_2(k)\|^2} \leq 1 - \frac{\rho b_2^2}{\lambda + \|\hat{\varphi}_2(k)\|^2}, \quad (39)$$

$$\begin{aligned} & \sum_{l=1, l \neq j}^2 \left| \frac{\rho \sum_{i=1}^2 \varphi_{ji}(k) \hat{\varphi}_{li}^T(k)}{\lambda + \|\hat{\varphi}_2(k)\|^2} \right| \leq \\ & \rho \sum_{l=1, l \neq j}^2 \left| \frac{\sum_{i=1}^2 |\varphi_{li}(k)| \|\hat{\varphi}_{li}^T(k)\|}{\lambda + \|\hat{\varphi}_2(k)\|^2} \right| = \\ & \rho \frac{\sum_{l=1, l \neq j}^2 |\varphi_{jj}(k)| \|\hat{\varphi}_{lj}^T(k)\|}{\lambda + \|\hat{\varphi}_2(k)\|^2} + \\ & \rho \sum_{l=1, l \neq j}^2 \left| \frac{\sum_{i=1, i \neq j}^2 |\varphi_{ji}(k)| \|\hat{\varphi}_{li}^T(k)\|}{\lambda + \|\hat{\varphi}_2(k)\|^2} \right| = \\ & \rho \frac{\sum_{l=1, l \neq j}^2 |\varphi_{jj}(k)| \|\hat{\varphi}_{lj}^T(k)\|}{\lambda + \|\hat{\varphi}_2(k)\|^2} + \\ & \rho \sum_{l=1, l \neq j}^2 \left| \frac{\sum_{i=1, i \neq j}^2 |\varphi_{ji}(k)| \|\hat{\varphi}_{li}^T(k)\|}{\lambda + \|\hat{\varphi}_2(k)\|^2} \right| + \\ & \rho \sum_{l=1, l \neq j}^2 \left| \frac{\sum_{i=1, i \neq j, l}^2 |\varphi_{ji}(k)| \|\hat{\varphi}_{li}^T(k)\|}{\lambda + \|\hat{\varphi}_2(k)\|^2} \right| \leq \\ & \rho \frac{2ab_1b_2(m-1) + b_1^2(m-1)(m-2)}{\lambda + \|\hat{\varphi}_2(k)\|^2}, \quad (40) \end{aligned}$$

由假设3已知  $b_2 > b_1(2a+1)(m-1)$ , 将不等式

(39)和式(40)相加得

$$\begin{aligned} & 1 - \frac{\rho \sum_{i=1}^2 |\varphi_{ji}(k)| \|\hat{\varphi}_{ji}^T(k)\|}{\lambda + \|\hat{\varphi}_2(k)\|^2} + \\ & \sum_{h=1, h \neq j}^2 \left| \frac{\rho \sum_{i=1}^2 \varphi_{ji}(k) \hat{\varphi}_{hi}^T(k)}{\lambda + \|\hat{\varphi}_2(k)\|^2} \right| \leq \\ & 1 - \rho \frac{b_2^2 - 2ab_1b_2(m-1) - b_1^2(m-1)(m-2)}{\lambda + \|\hat{\varphi}_2(k)\|^2} = \\ & 1 - \rho \frac{b_2(b_2 - 2ab_1(m-1)) - b_1^2(m-1)(m-2)}{\lambda + \|\hat{\varphi}_2(k)\|^2} < \\ & 1 - \rho \frac{b_2b_1(m-1) - b_1^2(m-1)(m-2)}{\lambda + \|\hat{\varphi}_2(k)\|^2} < \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & 1 - \rho \frac{b_2b_1(m-1) - b_1^2(m-1)(m-1)}{\lambda + \|\hat{\varphi}_2(k)\|^2} = \\ & 1 - \rho \frac{b_1(m-1)(b_2 - b_1(m-1)) - b_1(m-1)}{\lambda + \|\hat{\varphi}_2(k)\|^2} < \\ & 1 - \rho \frac{2ab_1^2(m-1)^2}{\lambda + \|\hat{\varphi}_2(k)\|^2}, \quad (41) \end{aligned}$$

其中:  $i = 1, 2; j = 1, 2$ .

利用重置算法及假设3, 因此存在  $\lambda_{\min} > 0$ , 使得当  $\lambda > \lambda_{\min}$ , 下式成立:

$$\begin{aligned} 0 < M_1 < \frac{2ab_1^2(m-1)^2}{\lambda + \|\hat{\varphi}_2(k)\|^2} < \rho \frac{b_2^2}{\lambda + \|\hat{\varphi}_2(k)\|^2} \leq \\ \frac{a^2b_2^2 + b_1^2(m-1)}{\lambda + \|\hat{\varphi}_2(k)\|^2} \leq \frac{a^2b_2^2 + b_1^2(m-1)}{\lambda_{\min} + \|\hat{\varphi}_2(k)\|^2} < 1. \quad (42) \end{aligned}$$

由式(41)和式(42)可知

$$\begin{aligned} & \left| 1 - \frac{\rho \sum_{i=1}^2 \varphi_{ji}(k) \hat{\varphi}_{ji}^T(k)}{\lambda + \|\hat{\varphi}_2(k)\|^2} \right| + \\ & \sum_{l=1, l \neq j}^2 \left| \frac{\rho \sum_{i=1}^2 \varphi_{ji}(k) \hat{\varphi}_{li}^T(k)}{\lambda + \|\hat{\varphi}_2(k)\|^2} \right| < \\ & 1 - \rho M_1 < 1. \quad (43) \end{aligned}$$

由式(38)和式(43)可知

$$s\left[I - \frac{\rho \varphi_2(k) \hat{\varphi}_2^T(k)}{\lambda + \|\hat{\varphi}_2(k)\|^2}\right] < 1 - \rho M_1, \quad (44)$$

其中  $s(A)$  为矩阵  $A$  谱半径. 根据矩阵谱半径知存在一个小的正数  $\epsilon_1$  满足下式:

$$\begin{aligned} & \left\| I - \frac{\rho \varphi_2(k) \hat{\varphi}_2^T(k)}{\lambda + \|\hat{\varphi}_2(k)\|^2} \right\|_\nu < \\ & s\left[I - \frac{\rho \varphi_2(k) \hat{\varphi}_2^T(k)}{\lambda + \|\hat{\varphi}_2(k)\|^2}\right] + \epsilon_1 \leq \\ & 1 - \rho M_1 + \epsilon_1 < 1. \quad (45) \end{aligned}$$

其中  $\|A\|_\nu$  是矩阵  $A$  的相容范.

令  $c_2 = 1 - \rho M_1 + \epsilon_1$ , 分别对式(35)两边取范数, 得

$$\begin{aligned} & \|e(k+1)\|_\nu \leq \\ & \left\| I - \frac{\rho \varphi_2(k) \hat{\varphi}_2^T(k)}{\lambda + \|\hat{\varphi}_2(k)\|^2} \right\|_\nu \|e(k) [I - \varphi_1(k)]\|_\nu \leq \\ & c_2 \|e(k) [I - \varphi_1(k)]\|_\nu \leq \dots \leq \\ & c_2^k \|e(1) [I - \varphi_1(1)]\|_\nu. \quad (46) \end{aligned}$$

因此满足定理1的结论1).  $y^*$  是给定常向量且  $e(k)$  有界, 所以得到  $y(k)$  是有界的.

由于 $\hat{\varphi}(k)$ 有界, 所以总能找到一个正数 $M_2$ 使得

$$\left\| \frac{\rho \hat{\varphi}^T(k)}{\lambda + \|\hat{\varphi}(k)\|^2} \right\|_\nu \leq M_2. \quad (47)$$

利用式(17)和式(46)–(47)可推得

$$\begin{aligned} \|u(k)\|_\nu &\leq \|u(k) - u(k-1)\|_\nu + \|u(k-1)\|_\nu \leq \\ &\|u(k) - u(k-1)\|_\nu + \\ &\|u(k-1) - u(k-2)\|_\nu + \|u(k-2)\|_\nu \leq \\ &\|\Delta u(k)\|_\nu + \|\Delta u(k-1)\|_\nu + \dots + \\ &\|\Delta u(1)\|_\nu + \|\Delta u(0)\|_\nu \leq \\ &M_2(\|e(k)[1 - \varphi_1(k)]\| + \\ &\|e(k-1)[1 - \varphi_1(k-1)]\| + \dots + \\ &\|e(1)[1 - \varphi_1(1)]\|_\nu) + \|u(0)\|_\nu \leq \\ &M_2(c_2^{k-1}\|e(1)[1 - \varphi_1(1)]\| + \\ &c_2^{k-2}\|e(1)[1 - \varphi_1(1)]\| + c_2\|e(1)[1 - \varphi_1(1)]\| + \\ &\|e(1)[1 - \varphi_1(1)]\|) + \|u(0)\|_\nu \leq \\ &M_2 \frac{1}{1 - c_2} \|e(1)[1 - \varphi_1(1)]\| + \|u(0)\|_\nu. \quad (48) \end{aligned}$$

因此证得输入 $u(k)$ 有界, 定理1的结论2)也成立.

证毕.

### 4 仿真分析

本节利用MATLAB/Simulink仿真软件对散货码头门机防摇控制系统进行仿真实验, 为了验证门机系统在改进MFAC控制方案下具有更好的防摇控制效果, 给出了在相同条件下与PID控制方案和传统MFAC控制方案对门机进行防摇控制的仿真对比试验. PID控制算法如下:

$$\begin{aligned} u(k) &= K_p e(k) + K_i \sum_{j=1}^k e(j) + \\ &K_d(e(k) - e(k-1)), \quad (49) \end{aligned}$$

其中:  $e(k) = y^*(k) - y(k)$ 为摆角误差;  $K_p$ ,  $K_i$ 和 $K_d$ 分别是比例、积分和微分参数.

对于PID参数和传统MFAC参数初值选取, 通过多次仿真实验选取兼顾快速性和超调小的参数. 改进MFAC控制性能对参数变化敏感性较小, 具有较强的鲁棒性, 又因为慢时变参数 $\phi_1(k)$ 和 $\phi_2(k)$ 受散货码头门机系统阶数、结构等变化影响较小, 选取一定范围内不同数值, 其仿真实验中均具有较好的控制效果, 其参数设置如表1–2所示.

#### 仿真1 负载摆角对比分析.

门机在回转或者变幅运动下的负载摆角通过图2和图3可以看出, 门机在3种控制算法下都能有效减小负载摆动角度, 无残余摆角. 对于门机回转运动, PID控制算法下的负载摆角控制在 $-0.28$  rad到 $0.05$  rad之间, 最大摆角约为 $0.28$  rad, 传统MFAC控制算法下

的负载摆角控制在 $-0.17$  rad到 $0.06$  rad之间, 最大摆角约为 $0.17$  rad, 改进MFAC控制算法下的负载摆角控制在 $-0.12$  rad到 $0.04$  rad之间, 最大摆角为 $0.12$  rad. 对于门机变幅运动, PID控制算法下的变幅运动负载摆角控制在 $-0.06$  rad到 $0.02$  rad之间, 最大摆角约为 $0.06$  rad, 传统MFAC控制算法下的负载摆角控制在 $-0.042$  rad到 $0.023$  rad之间, 最大摆角约为 $0.042$  rad, 改进MFAC控制算法下的负载摆角控制在 $-0.038$  rad到 $0.007$  rad之间, 最大摆角约为 $0.038$  rad. 体现了改进MFAC控制算法下防摇控制效果优于PID及传统MFAC控制算法.

图4和图5是门机回转运动及变幅运动旋臂角位移仿真结果, 设置参数回转角度为 $2.5$  rad, 变幅角度 $0.5$  rad, 仿真进行到 $6$  s左右旋臂快速准确到达指定位置, 说明在改进MFAC控制算法下门机旋臂能较快响应并达到设定旋转角度及变幅角度, 保证了旋臂精准定位.

表1 算法参数

传统MFAC	改进MFAC
$\hat{\phi}(1) = \text{diag}\{0.4, -0.1\}$	$\hat{\phi}_1(1) = \text{diag}\{1.5, -0.2\}$ $\hat{\phi}_2(1) = \text{diag}\{0.4, -0.1\}$
$\rho = 0.8$	$\rho = 0.8$
$\lambda = 10$	$\lambda = 10$
$\mu = 1$	$\mu = 1$
$\eta = 0.5$	$\eta = 0.5$

表2 门机系统参数

参数	参数值
$L_1$	35 m
$L_2$	15 m
$l$	20 m
回转角度 $\alpha$	2.5 rad
变幅角度 $\beta$	0.5 rad
俯仰角度 $\gamma$	0.8 rad
仿真时间 $t$	20 s
阻尼系数 $\mu$	0.02

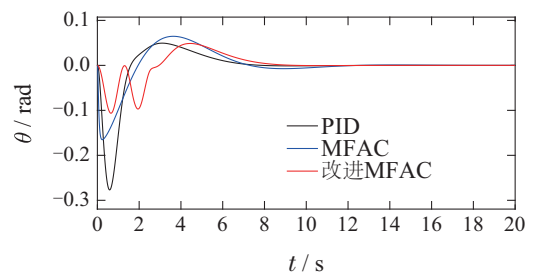


图2 门机回转运动负载摆角对比仿真结果

Fig. 2 Simulation results of comparison of load swing angle of portal crane rotary motion

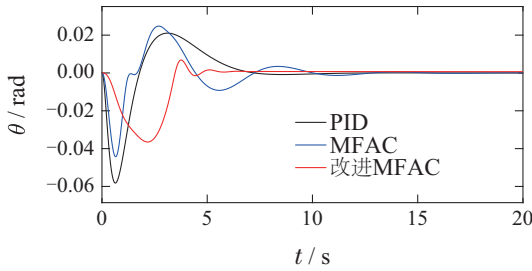


图3 门机变幅运动负载摆角对比仿真结果

Fig. 3 Simulation results of comparison of load swing angle of portal crane with variable amplitude motion

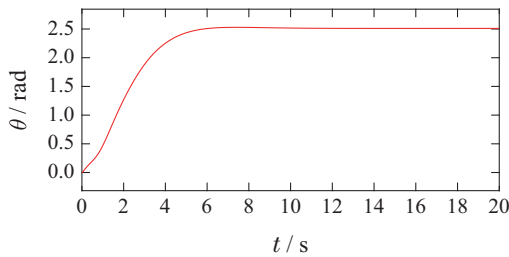


图4 门机回转运动角位移仿真结果

Fig. 4 Simulation results of the angular displacement of the rotary motion of the portal crane

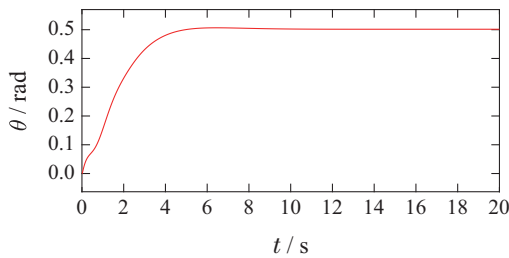


图5 门机变幅运动角位移仿真结果

Fig. 5 Simulation results of angular displacement of portal crane with variable amplitude motion

图6和图7是门机回转角速度及变幅速度,从图中可以看出控制曲线较为平滑,仿真进行到6s左右回转角速度及变幅速度衰减至零,旋臂到达指定位置,说明在改进MFAC控制算法下门机旋臂能较快响应并平稳达到控制要求。

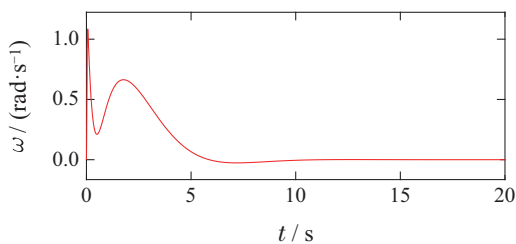


图6 门机变幅运动角速度仿真结果

Fig. 6 Simulation results of the rotary angular velocity of the portal crane

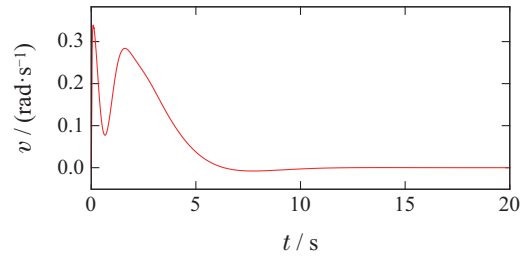


图7 门机变幅速度仿真结果

Fig. 7 Simulation results of amplitude variation speed of the portal crane

### 仿真2 鲁棒性分析.

本文所提改进MFAC控制算法是基于传统MFAC数据模型在负载摆角输出量前增加一个PJM参数时变向量,可以增强控制器的鲁棒性.因此在鲁棒性仿真分析与传统MFAC进行对比,验证本文所提改进MFAC控制算法具有更强的鲁棒性.

散货码头门机在作业过程中,会受到风力、摩擦等未知扰动,因此控制器需要具备良好的鲁棒性抵抗外部扰动影响.图8和图9是门机回转运动分别进行随机干扰和阶跃干扰下的负载摆角仿真结果,图10和图11是门机变幅运动分别进行随机干扰和阶跃干扰下的负载摆角仿真结果,对比传统MFAC控制算法,门机在改进MFAC控制算法下系统能更好抑制扰动影响,减少负载摆角幅度并快速达到稳定状态.因此本文所提改进的MFAC控制器具有较强的鲁棒性来抵抗外部干扰影响.

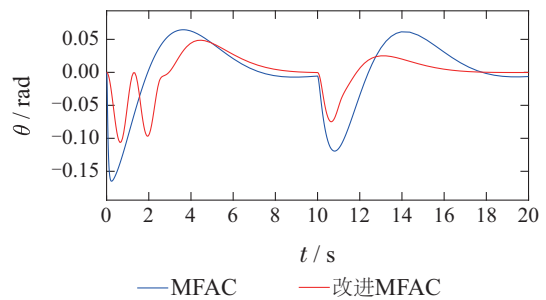


图8 门机回转运动负载摆角针对随机干扰下的仿真对比结果

Fig. 8 The results of simulation and comparison of the swing Angle of the rotary load of portal crane under random disturbance

### 5 结论

本文针对散货码头门机实际复杂工况下的负载防摇问题,考虑门机系统难以精确建模及外部未知扰动情况,首先设计了一种双PJM动态线性化数据模型的无模型自适应控制方案,其不依赖系统精确模型,与传统的紧格式动态线性化数据模型相比,该数据模型可以更好的反映散货码头门机系统的动态特性,提升控制器的自适应性和鲁棒性,然后利用门机回转角速

度和变幅速度输入数据和负载摆角输出数据对控制器进行设计与分析, 引入PJM估计和重置算法, 最后对改进双输入双输出MFAC控制器的稳定性进行严格的数学分析. 仿真对比验证该控制算法可以更有效抑制并快速消除负载摆动, 同时对外部未知扰动具有较强的鲁棒性.

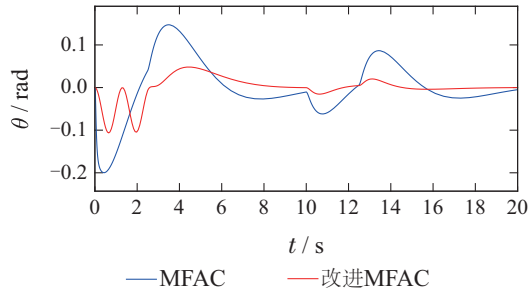


图9 门机回转运动负载摆角下针对阶跃干扰下的仿真对比结果

Fig. 9 The results of simulation and comparison of the swing Angle of the rotary load of portal crane under step interference

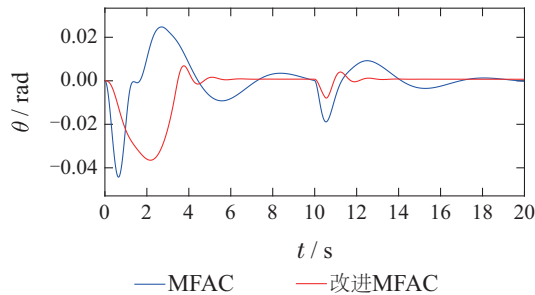


图10 门机变幅运动负载摆角针对随机干扰下的仿真对比结果

Fig. 10 The results of simulation and comparison of the swing Angle of the variable amplitude moving load of the portal crane under random interference

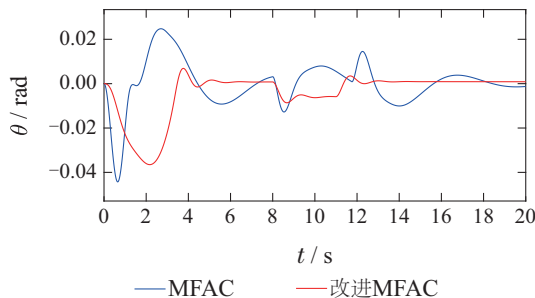


图11 门机变幅运动负载摆角针对阶跃干扰下的仿真对比结果

Fig. 11 The results of simulation and comparison of swing Angle of variable amplitude moving load of portal crane under step interference

## 参考文献:

- [1] YU Wenlong, WANG Zhengfang, HAN Dong, et al. Application of automatic control technology in portal crane. *China Equipment Engineering*, 2023, (7): 21 – 23.

(于文龙, 王正方, 韩冬, 等. 自动化控制技术在门座式起重机上的应用研究. *中国设备工程*, 2023, (7): 21 – 23.)

- [2] LI Gang, MA Xin, LI Zhi, et al. Trajectory planning for overhead crane with double spherical pendulum and varying cable length effect. *Acta Automatica Sinica*, 2023, 50(5): 911 – 923.  
(李刚, 马昕, 李轶, 等. 带有双球面摆和变绳长效应的桥式起重机轨迹规划. *自动化学报*, 2023, 50(5): 911 – 923.)
- [3] ZHANG Ke, YU Baosen, SHI Huaitao, et al. Energy anti-swing control of bridge crane with initial load swing angle. *Control and Decision*, 2022, 37(7): 1779 – 1784.  
(张珂, 于宝森, 石怀涛, 等. 伴有初始负载摆角的桥式起重机能量防摆控制. *控制与决策*, 2022, 37(7): 1779 – 1784.)
- [4] QIU Zehao, SUN Ning, LIU Zhuoqing, et al. Time-varying input shaping control method for Double Mast Crane. *Control Theory & Applications*, 2023, 40(8): 1509 – 1518.  
(邱泽昊, 孙宁, 刘卓清, 等. 双桅杆式起重机的时变输入整形控制方法. *控制理论与应用*, 2023, 40(8): 1509 – 1518.)
- [5] LIANG Huihui, WU Wei, LOU Xuyang, et al. Sliding mode control of two-dimensional bridge crane. *Control and Decision*, 2022, 37(8): 2163 – 2169.  
(梁慧慧, 吴炜, 楼旭阳, 等. 二维桥式起重机的滑模控制. *控制与决策*, 2022, 37(8): 2163 – 2169.)
- [6] CHEN X. An empirical analysis of competitiveness of yangshan deep-water port: the application of intermodal transportation and automated container terminal. *Proceedings of the 2nd International Workshop on Advances in Social Sciences (IWASS 2019)*. London, United Kingdom: Atlantis Press, 2019: 111 – 122.
- [7] LIU Hui, HUANG Guojian, MIAN Zhi. Application of nonlinear optimized PID control in anti-swing of bridge crane. *Automation and Information Engineering* 2014, 35(3): 21 – 26.  
(刘辉, 黄国健, 勉智, 非线性优化PID控制在桥式起重机防摆中的应用. *自动化与信息工程*, 2014, 35(3): 21 – 26.)
- [8] GUO Yingzhou, ZHENG Jianli. Crane swing proof design based on variable gain PID control and simulation. *Microcomputer and Application*, 2017, 36(14): 1 – 3.  
(郭瀛舟, 郑建立, 基于变增益PID控制的起重机防摇摆设计与仿真. *微型机与应用*, 2017, 36(14): 1 – 3.)
- [9] SMOCZEK J, SZPYTKO J. Particle swarm optimization-based multivariable generalized predictive control for an overhead crane. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 2016, 22(1): 258 – 268.
- [10] WANG T, QIU J, LUO W, et al. Based on the two-dimensional air resistance bridge crane anti-swing control research. *Procedia Computer Science*, 2021, 183: 175 – 181.
- [11] TANG Weiqiang, HUANG Xiaoli, LONG Wenkun, et al. Anti-swing design of bridge crane based on model predictive control. *Journal of Lanzhou University of Technology*, 2020, 46(2): 92 – 96.  
(唐伟强, 黄晓丽, 龙文坤, 等. 基于模型预测控制的桥式起重机防摆设计. *兰州理工大学学报*, 2020, 46(2): 92 – 96.)
- [12] HU Fuyuan, SHAO Xuejuan, ZHANG Jinggang. Prediction algorithm based on the model of the bridge crane of extinction control. *Journal of Control Engineering*, 2019, 26(7): 1378 – 1383.  
(胡富元, 邵雪卷, 张井岗. 基于模型预测算法的桥式起重机消摆控制. *控制工程*, 2019, 26(7): 1378 – 1383.)
- [13] CHWA D. Sliding-mode-control-based robust finite-time anti-sway tracking control of 3-D overhead cranes. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2017, 64(8): 6775 – 6784.
- [14] SUN Ning, FANG Yongchun, WANG Pengcheng, et al. Design of adaptive tracking controller for underactuated three-dimensional bridge crane system. *Acta Automatica Sinica* 2010, 36(9): 1287 – 1294.  
(孙宁, 方勇纯, 王鹏程, 等. 欠驱动三维桥式吊车系统自适应跟踪控制器设计. *自动化学报*, 2010, 36(9): 1287 – 1294.)

- [15] WU Lirui. *Study on kinematics modeling and anti-swing control algorithm of portal crane*. Tianjin: Tianjin University, 2017.  
(吴丽蕊. 门座式起重机运动学建模与防摇控制算法研究. 天津: 天津大学, 2017.)
- [16] DING Ruihua, LI Na, LI Wei. Anti-swing control of bridge crane based on neural network algorithm. *Mechanical and Electrical Engineering* 2009, 26(10): 27 – 30.  
(丁瑞华, 李娜, 李伟. 基于神经网络算法的桥式起重机防摇摆控制. 机电工程, 2009, 26(10): 27 – 30.)
- [17] MA Xianghua, CHEN Hao, BAO Hanqiu, et al. Anti-swing control strategy of bridge crane based on data driven. *Computer Integrated Manufacturing Systems*, 2023, 29(12): 3985 – 3992.  
(马向华, 陈浩, 包晗秋, 等. 基于数据驱动的桥式起重机防摇控制策略. 计算机集成制造系统, 2023, 29(12): 3985 – 3992.)
- [18] HOU Zhongsheng, XU Jianxin. Review and prospect of data-driven control theory and methods. *Acta Automatica Sinica* 2009, 35(6): 650 – 667.  
(侯忠生, 许建新. 数据驱动控制理论及方法的回顾和展望. 自动化学报, 2009, 35(6): 650 – 667.)
- [19] HOU Z, JIN S. Data-driven model-free adaptive control for a class of MIMO nonlinear discrete-time systems. *IEEE Transactions on Neural Networks*, 2011, 22(12): 2173 – 2188.
- [20] YAO Wenlong, PEI Chunbo, CHI Ronghu, et al. Secondary frequency modulation control strategy of ship microgrid with model-free adaptive control. *Electric Machines and Control*, 2023, 27(3): 135 – 146.  
(姚文龙, 裴春博, 池荣虎, 等. 基于无模型自适应控制的船舶微电网二次调频控制策略. 电机与控制学报, 2023, 27(3): 135 – 146.)
- [21] LI Zhongqi, ZHOU Liang, YANG Hui. Data-driven model-free adaptive integral sliding mode predictive control for high-speed EMUs. *Acta Automatica Sinica*, 2024, 50(1): 194 – 210.  
(李中奇, 周靓, 杨辉. 高速动车组数据驱动无模型自适应积分滑模预测控制. 自动化学报, 2024, 50(1): 194 – 210.)
- [22] WANG Jiegang, WANG Xianghua, WANG Xiangrong, et al. Attitude control of three-degree-of-freedom helicopter based on model-free adaptive Control. *Control Theory & Applications*, 2023, 32(1): 1 – 9.  
(王介港, 王向华, 王向荣, 等. 三自由度直升机基于无模型自适应的姿态控制. 控制理论与应用, 2023, 32(1): 1 – 9.)
- [23] LI Xiang, HOU Zhongsheng. Parameter tuning method of model-free adaptive controller based on PID parameter tuning. *Control Theory & Applications*, 2023, 40(10): 1737 – 1745.  
(李翔, 侯忠生. 基于PID参数整定的无模型自适应控制器参数整定方法. 控制理论与应用, 2023, 40(10): 1737 – 1745.)
- [24] WANG Hongbin, ZUO Jiashuo, LIU Shida, et al. Model-free adaptive control of steady-state drift of un manned vehicles. *Control Theory & Applications*, 2021, 38(1): 23 – 32.  
(王洪斌, 左佳铄, 刘世达, 等. 无人驾驶车辆稳态漂移的无模型自适应控制. 控制理论与应用, 2021, 38(1): 23 – 32.)
- [25] HOU Zhongsheng. Current situation and prospect of model-free adaptive control. *Control Theory & Applications*, 2006, 23(4): 586 – 592.  
(侯忠生. 无模型自适应控制的现状与展望. 控制理论与应用, 2006, 23(4): 586 – 592.)
- [26] KHALIL H K. *Control of Nonlinear Systems*. New York, NY: Prentice Hall, 2002.
- [27] CHI Ronghu, HOU ZhongSheng, SUI Shulin. Non-parametric adaptive iterative learning control for expressway on-ramp. *Control Theory & Applications* 2008, 25(6): 1011 – 1015.  
(池荣虎, 侯忠生, 隋树林. 快速路入口匝道的非参数自适应迭代学习控制. 控制理论与应用, 2008, 25(6): 1011 – 1015.)
- [28] YAO Wenlong, ZHANG Jundong, CHI Ronghu, et al. Model-free adaptive vector control method for ship pod SSP propulsion motor. *Journal of Traffic and Transportation Engineering*, 2014, 14(6): 59 – 66.  
(姚文龙, 张均东, 池荣虎, 等. 船舶吊舱SSP推进电机的无模型自适应矢量控制方法. 交通运输工程学报, 2014, 14(6): 59 – 66.)
- [29] TIAN Taotao, HOU Zhongsheng, LIU Shi da, et al. Model-free adaptive control based lateral control of self-driving car. *Acta Automatica Sinica*, 2017, 43(11): 1931 – 1940.  
(田涛涛, 侯忠生, 刘世达, 等. 基于无模型自适应控制的无人驾驶汽车横向控制方法. 自动化学报, 2017, 43(11): 1931 – 1940.)
- [30] HOU Zhongsheng, JIN Shangtai. *Model-free Adaptive Control: Theory and Application*. Beijing: Science Press, 2013.  
(侯忠生, 金尚泰. 无模型自适应控制: 理论与应用. 北京: 科学出版社, 2013.)

#### 作者简介:

**姚文龙** 教授, 博士生导师, 目前研究方向为数据驱动控制、自适应控制等, E-mail: yaowenlong@qust.edu.cn;

**刘旺旺** 硕士, 目前研究方向为数据驱动控制、自适应控制等, E-mail: liuwangwang0817@163.com;

**池荣虎** 教授, 博士生导师, 目前研究方向为数据驱动控制、自适应控制、学习控制、智能交通等, E-mail: ronghu\_chi@qust.edu.cn;

**慕成林** 硕士, 目前研究方向为数据驱动控制、自适应控制等, E-mail: 565790165@qq.com;

**李博洋** 教授, 博士生导师, 目前研究方向为石油/LNG/LPG海运技术、船舶环保装备研发、自适应控制等, E-mail: qdlby@126.com.