

DOI:10.3969/j.issn.1001-4551.2022.02.002

动基座桥式起重机滑模自抗扰消摆跟踪控制*

杜文正, 张全茂, 何祯鑫*

(火箭军工程大学 导弹工程学院, 陕西 西安 710025)

摘要: 浮式桥式起重机吊运作业易受动基座运动的影响, 属于一类动基座桥式起重机, 为实现精准、快速、小摆动地将负载运送至指定位置, 提出了一种基于滑模自抗扰控制(SM-ADRC)的动基座桥式起重机消摆跟踪控制方法。首先, 推导了浮式桥式起重机系统的动力学模型; 构造了线性扩张状态观测器(LESO), 设计了具有小车运动轨迹跟踪和负载消摆功能的鲁棒滑模自抗扰控制器, 很好地适应了动基座和起重机复合运动引起的强扰动作用; 然后, 采用 Lyapunov 原理理论证明了控制器的稳定性; 最后, 通过数值仿真实验验证了所提方法的控制效果。研究表明: 相比普通滑模控制(SMC)方法, 滑模自抗扰控制方法对小车位置的控制时间减少了 3 s, 对负载摆角的控制时间减少了 10 s, 控制精度和鲁棒性也较普通滑模控制有所提升; 该控制方法可满足浮式桥式起重机系统对控制性能的要求。

关键词: 动基座起重机; 桥式起重机; 消摆控制; 滑模自抗扰控制; 线性扩张状态观测器

中图分类号: TH215; TP273

文献标识码: A

文章编号: 1001-4551(2022)02-0150-08

Anti-swing tracking control of mobile base overhead crane based on sliding mode active disturbance rejection

DU Wen-zheng, ZHANG Quan-mao, HE Zhen-xin

(School of Missile Engineering, Rocket Force University of Engineering, Xi'an 710025, China)

Abstract: The lifting operation of floating overhead crane was easily affected by the movement of mobile base, which belonged to a kind of mobile base overhead crane. In order to transport the load to the specified position accurately, quickly and with small swing, a swing elimination tracking control method of mobile base overhead crane based on sliding mode-active disturbance rejection control (SM-ADRC) was studied. Firstly, the dynamic model of mobile base overhead crane system was deduced. Two linear extended state observers (LESO) were constructed, and a robust sliding mode active disturbance rejection controller with the functions of trolley trajectory tracking and load swing elimination was designed, which could well adapt to the strong disturbance caused by the combined motion of mobile base and crane. Then, the stability of the controller was proved by Lyapunov principal theory. Finally, the control effect of the proposed method was verified by numerical simulation experiments. The results show that comparing with the ordinary sliding mode control (SMC) method, the sliding mode active disturbance rejection control method reduces the control time of the trolley position by 3 s and the control time of the load swing angle by 10 s. The control accuracy and robustness are also improved comparing with the ordinary sliding mode control method, which meets the requirements of the floating bridge crane system for the control performance.

Key words: mobile base crane; bridge crane; anti-swing control; sliding mode-active disturbance rejection control (SM-ADRC); linear extended state observers (LESO)

0 引言

浮式桥式起重机^[1]是浮式平台上应用较广的一

类工程搬运设备, 可进行资源补给、集装箱装卸、设备布放与回收等水上作业, 是船舶与海洋工程领域的核心技术装备之一。

收稿日期: 2021-08-19

基金项目: 陕西省自然科学基金资助项目(2019JQ-491)

作者简介: 杜文正(1973-), 男, 陕西西安人, 博士, 副教授, 硕士生导师, 主要从事多体系统动力学方面的研究。E-mail: duwenzheng@vip.163.com

通信联系人: 何祯鑫, 男, 博士, 讲师。E-mail: hezhenxin1986@163.com

表 1 数学模型所用参数

符号	物理量	符号	物理量
M	小车质量	θ	吊物摆角
m	吊物质量	$\dot{\theta}$	吊物摆动速度
g	重力加速度	$\ddot{\theta}$	吊物摆动加速度
x	小车 X 方向位移	l	钢丝绳长度
\dot{x}	小车 X 方向速度	F_x	小车作用力
\ddot{x}	小车 X 方向加速度	y	船体垂荡位移
μ_x	小车运行阻尼系数	h	门架高度
f_x	小车运行摩擦力	ϕ	船体横摇角
D	吊物摆动阻尼系数	k	吊物摆动刚度系数

根据图 1, 设小车位置为 (x_M, y_M) 为:

$$\begin{cases} x_M = x \cos \phi - h \sin \phi \\ y_M = y + h \cos \phi + x \sin \phi \end{cases} \quad (1)$$

则吊物所在位置 (x_m, y_m) 为:

$$\begin{cases} x_m = x \cos \phi - h \sin \phi + l \sin \theta \\ y_m = y + h \cos \phi + x \sin \phi - l \cos \theta \end{cases} \quad (2)$$

得到小车以及吊物的运动关系为:

$$\begin{cases} \dot{x}_M = \dot{x} \cos \phi - x \dot{\phi} \sin \phi - h \dot{\phi} \cos \phi \\ \dot{y}_M = \dot{y} + \dot{x} \sin \phi + x \dot{\phi} \cos \phi - h \dot{\phi} \sin \phi \\ \dot{x}_m = \dot{x} \cos \phi - x \dot{\phi} \sin \phi - \\ h \dot{\phi} \cos \phi + l \dot{\theta} \cos \theta \\ \dot{y}_m = \dot{y} + \dot{x} \sin \phi + x \dot{\phi} \cos \phi - \\ h \dot{\phi} \sin \phi + l \dot{\theta} \sin \theta \end{cases} \quad (3)$$

小车-负载系统的动能和势能分别为:

$$T = \frac{1}{2} M V_M^2 + \frac{1}{2} m V_m^2 = \frac{1}{2} M (\dot{x}_M^2 + \dot{y}_M^2) + \frac{1}{2} m (\dot{x}_m^2 + \dot{y}_m^2) \quad (4)$$

$$U = Mg(y + h \cos \theta + x \sin \phi) - mgl \cos \theta + mg(y + h \cos \phi + x \sin \phi) \quad (5)$$

在笔者的研究中, 受波浪影响产生的不规律运动 (y, ϕ) 被当作干扰, 故式(4,5)不包含搭载起重机平台的动能和势能。

系统运动过程受到的摩擦力为 $f_x = -\mu_x \dot{x}$, 广义力取 $f = (F_x - f_x, 0)$, 广义坐标取 $q = (x, \theta)$, 利用拉格朗日方程如下:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \left(\frac{\partial T}{\partial \dot{x}} \right) - \frac{\partial T}{\partial x} + \frac{\partial U}{\partial x} = F_x - f_x \\ \frac{d}{dt} \left(\frac{\partial T}{\partial \dot{\theta}} \right) - \frac{\partial T}{\partial \theta} + \frac{\partial U}{\partial \theta} = -D\dot{\theta} - k\theta \end{cases} \quad (6)$$

可得浮式桥式起重机系统数学模型为:

$$\begin{aligned} (M+m)\ddot{x} - (M+m)x\dot{\phi}^2 - (M+m)h\ddot{\phi} + \\ (M+m)\ddot{y}\sin\phi - ml\dot{\theta}^2\sin(\theta-\phi) + \\ ml\ddot{\theta}\cos(\theta-\phi) + (M+m)g\sin\phi = F_x - f_x \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} \ddot{x}\cos(\theta-\phi) + \ddot{y}\sin\theta + x\ddot{\phi}\sin(\theta-\phi) + g\sin\theta - \\ x\dot{\phi}^2\cos(\theta-\phi) - h\ddot{\phi}\cos(\theta-\phi) - h\dot{\phi}^2\cos(\theta-\phi) + \\ l\ddot{\theta} + 2\dot{x}\dot{\phi}\sin(\theta-\phi) + D\dot{\theta}_x + k\theta_x = 0 \end{aligned} \quad (8)$$

2 消摆跟踪控制器设计

基于上述浮式桥式起重机系统的数学模型, 笔者提出了一种基于滑模自抗扰控制的轨迹跟踪和消摆控制器, 其原理图如图 2 所示。

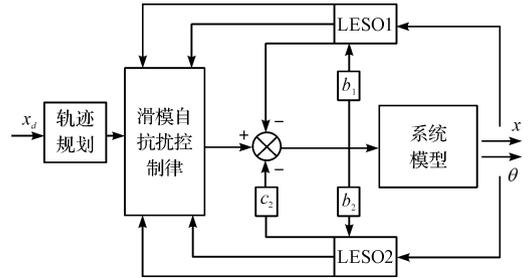


图 2 浮式桥式起重机消摆滑模自抗扰控制

图 2 中, “轨迹规划”部分的作用是: 根据不同运输距离的控制任务, 事先规划一条平滑的小车运动跟踪轨迹; 由于起重机作业过程存在模型参数不确定、未建模的系统动态及随机外界扰动如风扰等未知因素, 加剧了负载的摆动, 且增加了控制器难度。因此, 对位移回路及摆角回路分别设计了 2 个线性扩张状态观测器。其作用是观测两个回路的系统状态及未知因素(总扰动)。

最后, 通过构造滑模面, 并综合扩张状态观测器功能, 形成了具有吊运轨迹跟踪功能的滑模自抗扰控制器, 实现了对基座运动干扰和起重小车运动耦合下, 浮式桥式起重机系统的位置跟踪和负载消摆控制。

2.1 扩张观测器设计

原系统动力学方程可转化为两个二阶系统, 即:

$$\begin{cases} \ddot{x} = g_1 + \bar{b}_1 u + d_1 \\ \ddot{\theta} = g_2 + \bar{b}_2 u + d_2 \end{cases} \quad (9)$$

式中: u —系统的输入力, $u = F_x - f_x$; d_1, d_2 —外部干扰和系统参数摄动项; g_1, g_2 —模型非线性动态; \bar{b}_1, \bar{b}_2 —位移和摆角回路的控制量增益。

它们的值分别为:

$$\begin{cases} g_1 = \frac{\xi_2 \cos(\theta - \phi) - \xi_1}{M + m - m \cos^2(\theta - \phi)} \\ \bar{b}_1 = \frac{1}{M + m - m \cos^2(\theta - \phi)} \\ g_2 = \frac{\xi_1 \cos(\theta - \phi) - \xi_2 \cos^2(\theta - \phi)}{l(M + m - m \cos^2(\theta - \phi))} - \\ \frac{\xi_2 l(M + m - m \cos^2(\theta - \phi))}{l(M + m - m \cos^2(\theta - \phi))} \\ \bar{b}_2 = -\frac{\cos(\theta - \phi)}{l(M + m - m \cos^2(\theta - \phi))} \end{cases} \quad (10)$$

其中:

$$\begin{aligned}\zeta_1 &= -(M+m)h \dot{\varphi} + (M+m)(g + \dot{y}) \sin\varphi - \\ & ml \dot{\theta}^2 \sin(\theta - \varphi) - (M+m)x \dot{\varphi}^2 + \\ & ml \sin(\theta - \varphi) + 2mi \dot{\theta} \cos(\theta - \varphi) \\ \zeta_2 &= m(2i \dot{\theta} + 2 \dot{x} \dot{\varphi} \sin(\theta - \varphi) - x \dot{\varphi}^2 \cos(\theta - \varphi) + \\ & x \dot{\varphi} \sin(\theta - \varphi) - h \dot{\varphi} \cos(\theta - \varphi) - \\ & h \dot{\varphi}^2 \sin(\theta - \varphi) + (g + \dot{y}) \sin\theta)\end{aligned}$$

但在浮式桥式起重机的实际作业中,一方面难以实时得到 θ 和 φ 角的精确值,外扰会进一步加大系统的不确定性;另一方面,自抗扰控制器对控制量增益变化又具有较好的鲁棒性。

为了简化控制器的设计,笔者通过观察 \bar{b}_1 及 \bar{b}_2 可知,在 θ 和 φ 角不大的情况下, \bar{b}_1 及 \bar{b}_2 的近似值 b_1 和 b_2 可表示为:

$$\bar{b}_1 = \frac{1}{M+m-m\cos^2(\theta-\varphi)} \approx \frac{1}{M} = b_1 \quad (11)$$

$$\bar{b}_2 = -\frac{\cos(\theta-\varphi)}{l(M+m-m\cos^2(\theta-\varphi))} \approx -\frac{1}{Ml} = b_2 \quad (12)$$

将模型非线性动态、不确定部分、外扰和系统参数摄动项当作总扰动予以补偿,该模型可写为如下形式:

$$\begin{cases} \dot{x} = f_1 + b_1 u \\ \dot{\theta} = f_2 + b_2 u \end{cases} \quad (13)$$

其中: $f_1 = g_1 + d_1 + (b_1 - \bar{b}_1)u$, $f_2 = g_2 + d_2 + (b_2 - \bar{b}_2)u$, 分别代表位移回路和摆角回路的总扰动。

为了保证系统的稳定性和鲁棒性,构造扩张状态观测器对系统的总扰动进行观测,针对位移回路,笔者对其进行扩张定义,即令: $x_1 = x, x_2 = \dot{x}_1, x_3 = f_1$, 则有:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = x_3 \\ \dot{x}_3 = h_1 \end{cases} \quad (14)$$

式中: h_1 —总扰动 f_1 的微分。

针对式(14),笔者设计 LESO1 对位移回路的状态变量和总扰动量进行估计,即:

$$\begin{cases} e_{x1} = z_{x1} - x_1 \\ \dot{z}_{x1} = z_{x2} + \beta_{x1} e_{x1} \\ \dot{z}_{x2} = z_{x3} + \beta_{x2} e_{x1} + b_1 u \\ \dot{z}_{x3} = \beta_{x3} e_{x1} \end{cases} \quad (15)$$

式中: z_{xi} ($i=1,2,3$)—信号 x_i 的状态估计; β_{xi} ($i=1,2,3$)—LESO1 的观测增益。

将式(14,15)作差,定义状态变量: $e_{x1} = z_{x1} - x_1$, $e_{x2} = z_{x2} - x_2$, $e_{x3} = z_{x3} - x_3$, 可得观测误差动态方程为:

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_{x1} \\ \dot{e}_{x2} \\ \dot{e}_{x3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\beta_{x1} & 1 & 0 \\ -\beta_{x2} & 0 & 1 \\ -\beta_{x3} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{x1} \\ e_{x2} \\ e_{x3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} h_1 \quad (16)$$

上式的特征多项式为: $s^3 + \beta_{x1}s^2 + \beta_{x2}s + \beta_{x3}$, 采用带宽参数化方法配置观测器参数,使式(16)的特征多项式满足:

$$(s + \omega_{ox})^3 = s^3 + \beta_{x1}s^2 + \beta_{x2}s + \beta_{x3} \quad (17)$$

式中: ω_{ox} —LESO1 带宽。

求解上式可得: $\beta_{x1} = 3\omega_{ox}$, $\beta_{x2} = 3\omega_{ox}^2$, $\beta_{x3} = \omega_{ox}^3$, 这样,观测器 LESO1 所有增益均统一为带宽进行调节,使得繁琐的观测器调参过程转化为一个参数进行调

整。在这种情况下,矩阵 $E_1 = \begin{bmatrix} -\beta_{x1} & 1 & 0 \\ -\beta_{x2} & 0 & 1 \\ -\beta_{x3} & 0 & 0 \end{bmatrix}$ 为 Hur-

witz 稳定矩阵,不仅极大降低了调参难度,且保证了观测器的观测误差收敛。

因此,LESO 可精确逼近系统状态,即:

$$\begin{cases} z_{x1} \rightarrow x \\ z_{x2} \rightarrow \dot{x} \\ z_{x3} \rightarrow f_1 \end{cases} \quad (18)$$

理论上, ω_{ox} 越大,观测器更能快速跟踪状态变量和总扰动,但同时其也对噪声信号更敏感。因此,在实际选择 ω_{ox} 时,需综合考虑控制性能和干扰抑制等指标,以求达到各项指标之间的均衡。

同理,构造扩张状态观测器 LESO2,对摆角回路的系统状态及总扰动进行观测,定义: $\theta_1 = \theta, \theta_2 = \dot{\theta}, \theta_3 = f_2$, 则 LESO2 的具体设计如下:

$$\begin{cases} e_{\theta1} = z_{\theta1} - \theta_1 \\ \dot{z}_{\theta1} = z_{\theta2} + \beta_{\theta1} e_{\theta1} \\ \dot{z}_{\theta2} = z_{\theta3} + \beta_{\theta2} e_{\theta1} + b_2 u \\ \dot{z}_{\theta3} = \beta_{\theta3} e_{\theta1} \end{cases} \quad (19)$$

式中: $z_{\theta i}$ ($i=1,2,3$)—信号 θ_i 的状态估计; $\beta_{\theta i}$ ($i=1,2,3$)—LESO2 的观测增益。

同样,笔者采用带宽调参法将 LESO2 的参数配置为: $\beta_{\theta1} = 3\omega_{o\theta}$, $\beta_{\theta2} = 3\omega_{o\theta}^2$, $\beta_{\theta3} = \omega_{o\theta}^3$, 此时可保证 LESO2 的观测误差收敛,即:

$$\begin{cases} z_{\theta1} \rightarrow \theta \\ z_{\theta2} \rightarrow \dot{\theta} \\ z_{\theta3} \rightarrow f_2 \end{cases} \quad (20)$$

2.2 滑模自抗扰控制律设计

在不同运输距离下,为使起重机均平稳、准确、快速地到达指定目标位置,笔者设小车目标轨迹位置为,

根据文献[20]构造出 S 型曲线作为小车理想跟踪轨迹,即:

$$x_r(t) = \frac{x_d}{2} + \frac{1}{2k_2} \ln \left(\frac{\cosh(k_1 t - \varepsilon)}{\cosh(k_1 t - \varepsilon - k_2 x_d)} \right) \quad (21)$$

式中: k_1, k_2, ε —轨迹参数, k_1, k_2, ε 均为正数。

由式(13)可知,该模型为欠驱动的形式,因此可采用滑模控制方法设计控制律^[21]。定义滑模面为:

$$s = \dot{x} - \dot{x}_r + c_1(x - x_r) + c_2\theta + c_3\theta \quad (22)$$

式中: c_1, c_2, c_3 —待定系数。

对滑模面 s 求导可得:

$$\begin{aligned} \dot{s} &= \ddot{x} - \ddot{x}_r + c_1(\dot{x} - \dot{x}_r) + c_2\ddot{\theta} + c_3\dot{\theta} = \\ & f_1 + b_1 u + c_2(f_2 + b_2 u) + c_1(\dot{x} - \dot{x}_r) + c_3\dot{\theta} - \ddot{x}_r = \\ & f_1 + c_2 f_2 + (b_1 + c_2 b_2)u + c_1 \dot{x} + c_3 \dot{\theta} - \ddot{x}_r \end{aligned} \quad (23)$$

根据式(23)的形式,可设计浮式桥式起重机系统的滑模控制律为:

$$u = -\frac{1}{b_1 + c_2 b_2} (f_1 + c_2 f_2 + c_1(\dot{x} - \dot{x}_r) + c_3 \dot{\theta} - \ddot{x}_r + \eta \operatorname{sgn}(s)) \quad (24)$$

式中: $\eta \operatorname{sgn}(s)$ —滑模切换控制律, $\eta > 0$; $\operatorname{sgn}(s)$ —标准符号函数。

标准符号函数 $\operatorname{sgn}(s)$ 的表达式为:

$$\operatorname{sgn}(s) = \begin{cases} 1, & s > 0 \\ 0, & s = 0 \\ -1, & s < 0 \end{cases} \quad (25)$$

由于符号函数不连续,式(25)形式的控制律会引发系统抖振。为减少抖动,可将切换函数替换为具有平滑性的 \tanh 函数。

由于该控制律还包含难以获取的未知总扰动项,因此,笔者利用上述扩张状态观测器的观测未知项,在控制律中进行替换;同时,根据 $u = f_x - f_{rx}$,将系统的驱动力 F_x 设计为:

$$F_x = -\frac{1}{b_1 + c_2 b_2} [z_{x3} + c_2 z_{\theta 3} + c_1(\dot{x} - \dot{x}_r) + c_3 \dot{\theta} - \ddot{x}_r + \eta \tanh(s)] + f_x \quad (26)$$

2.3 稳定性分析

接下来,笔者基于 Lyapunov 能量法对上述滑模自抗扰控制律的稳定性进行验证。

定理 1:取 $\eta > 0$,则起重机系统的控制律式(26),能使式(22)所示的滑模面 s 在有限时间内收敛到零。

证明:取 Lyapunov 函数为:

$$V_1 = \frac{1}{2} s^2 \quad (27)$$

显然函数 V 是正定的,对式(27)求导可得:

$$\dot{V}_1 = s \dot{s} \quad (28)$$

将控制律式(26)代入式(23)中可得:

$$\dot{s} = -\eta \cdot \tanh(s) \quad (29)$$

将式(29)代入式(27)中可得:

$$\dot{V}_1 = s \dot{s} = -\eta s \cdot \tanh(s) \leq 0 \quad (30)$$

因此,上述系统在滑模面上($s=0$)是全局稳定的,笔者所提出的控制方法可同时完成负载消摆及小车轨迹跟踪的双重任务。

定理 2:在 $s=0$ 时,通过调整 c_1, c_2, c_3 可使小车在有限时间内到达目标位置,并迅速消摆,即可使系统的状态变量收敛到平衡点。

证明:定义系统的状态变量 $\varepsilon = [\varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_3]^T$,其中, $\varepsilon_1 = \theta, \varepsilon_2 = \dot{\theta}, \varepsilon_3 = x - x_r$,则有: $\dot{\varepsilon}_1 = \varepsilon_2$ 。

在滑模面收敛到零时, $s=0$,因此有 $s = \dot{x} - \dot{x}_r + c_1(x - x_r) + c_2\dot{\theta} + c_3\theta = 0$,则有:

$$\dot{\varepsilon}_3 = -c_3 \varepsilon_1 - c_2 \varepsilon_2 - c_1 \varepsilon_3 \quad (31)$$

系统的平衡点为 $x = x_d, \dot{x} = 0, \theta = 0, \dot{\theta} = 0$ 。

为了方便证明,笔者在平衡点附近对其进行线性化处理,即在 θ 和 φ 为小角度的情况下,令 $g_2 \approx -\frac{M+m}{Ml} g \theta = \hat{g}_2$,则式(13)的第二个式子可转化为:

$$\ddot{\theta} = \hat{g}_2 + b_2 u + \psi(\varepsilon) \quad (32)$$

其中, $\psi(\varepsilon) = g_2 - \hat{g}_2 + (\bar{b}_2 - b_2)u + d_2$ 表示简化后的误差。

当 $s=0$ 时,将控制律 u 代入式(32),并整理可得:

$$\begin{aligned} \ddot{\theta} &= \hat{g}_2 + b_2 u + \psi(\varepsilon) \\ &= \hat{g}_2 - \frac{b_2}{b_1 + c_2 b_2} (f_1 + c_2 f_2 + c_1 \dot{x} + c_3 \dot{\theta} - \ddot{x}_r - c_1 \dot{x}_r) + \psi(\varepsilon) \\ &= -\frac{b_2}{b_1 + c_2 b_2} [f_1 + c_2 f_2 + \hat{g}_2(-b_1 - c_2 b_2) + \\ & c_1(-c_1 x - c_2 \dot{\theta} - c_3 \theta) + c_3 \dot{\theta} - \ddot{x}_r - c_1 \dot{x}_r] + \psi(\varepsilon) \end{aligned} \quad (33)$$

将式(11,12)代入式(33)中可得:

$$\ddot{\theta} = \frac{(g - c_1 c_3)\theta + (-c_1 c_2 + c_3)\dot{\theta} - c_1 c_1 x}{l - c_2} + \Phi(\varepsilon) \quad (34)$$

其中: $\Phi(\varepsilon) = \frac{b_2(\ddot{x}_r + c_1 \dot{x}_r) - f_1 + c_2 f_2}{b_1 + c_2 b_2} + \psi(\varepsilon)$ 。

由式(31,34)可得:

$$\begin{cases} \dot{\varepsilon}_1 = \varepsilon_2 \\ \dot{\varepsilon}_2 = \frac{(g - c_1 c_3)\varepsilon_1 + (-c_1 c_2 + c_3)\varepsilon_2 - c_1 c_1 \varepsilon_3}{l - c_2} + \Phi(\varepsilon) \\ \dot{\varepsilon}_3 = -c_1 \varepsilon_3 - c_2 \varepsilon_2 - c_3 \varepsilon_1 \end{cases} \quad (35)$$

则式(35)可写成:

$$\dot{\varepsilon} = A\varepsilon + B\Phi(\varepsilon), A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ A_{21} & A_{22} & A_{23} \\ -c_3 & -c_2 & -c_1 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (36)$$

其中: $A_{21} = \frac{c_1 c_3 + g}{c_2 - l}, A_{22} = \frac{c_1 c_2 - c_3}{c_2 - l}, A_{23} = \frac{c_1^2}{c_2 - l}$

为使系统稳定,可通过调整参数 c_1, c_2, c_3 的值,将矩阵 A 的特征值配置在负半平面远离虚轴位置,使矩阵 A 为 Hurwitz 稳定矩阵。在这种情况下,存在正定矩阵 P ,满足 $A^T P + PA = -Q$ (其中, Q 为正定矩阵)。

由于滑模面上是收敛的,由式(31)可得 $x, \dot{x}, \theta, \theta \in L_\infty$ 。考虑到平台受波浪影响产生的干扰运动 (y, φ) 是有界的,因此, $\Phi(\varepsilon)$ 有界时。

假设其满足:

$$\|\Phi(\varepsilon)\| \leq L_g \|\varepsilon\| \quad (37)$$

式中: L_g —正常数。

构造 Lyapunov 函数如下:

$$V_2 = \varepsilon^T P \varepsilon \quad (38)$$

对 V_2 进行求导,并结合矩阵性质可得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 &= \dot{\varepsilon}^T P \varepsilon + \varepsilon^T P \dot{\varepsilon} \\ &= -\varepsilon^T Q \varepsilon + 2\varepsilon^T P B g \Phi(\varepsilon) \\ &\leq -\lambda_{\min}(Q) \|\varepsilon\|^2 + 2 \|\varepsilon\| \|PB\| L_g \|\varepsilon\| \\ &\leq -(\lambda_{\min}(Q) - 2L_g \|PB\|) \|\varepsilon\|^2 \end{aligned} \quad (39)$$

式中: $\lambda_{\min}(Q)$ — Q 的最小特征值。

因此,当满足式(40)条件时,即可保证 $\dot{V}_1(\varepsilon) \leq 0$ 成立,即:

$$\lambda_{\min}(Q) \|\varepsilon\| - 2L_g \|\varepsilon\| \|PB\| > 0 \quad (40)$$

由上述推导可知,式(35)是渐近收敛的。即 $\varepsilon_1 \rightarrow 0, \varepsilon_2 \rightarrow 0, \varepsilon_3 \rightarrow 0$, 因此 $\theta \rightarrow 0, \dot{\theta} \rightarrow 0, e_x \rightarrow 0$ 成立;又由于 $e_x = x - x_d$, 因此 $x \rightarrow x_d, \dot{x} \rightarrow 0$ 。

至此,定理2证明完毕。

3 仿真与结果分析

为了验证浮式桥式起重机系统定位消摆全过程滑模自抗扰控制器的有效性,笔者针对其动力学模型建立 MATLAB/Simulink 模型进行仿真;并且用滑模控制器和滑模自抗扰控制器分别对系统进行控制,通过对比控制结果,讨论各控制器控制效果的优劣。

根据真实的浮式桥式起重机参数,笔者取仿真模型参数为: $M = 6\,000\text{ kg}, m = 20\,000\text{ kg}, h = 10\text{ m}, l = 8\text{ m}$;并选取规律波下不同海况环境^[22],即动基座运动在三级、四级和五级海况下的横摇角为: $\varphi = 0.007\sin(1.25t)\text{ rad}, \varphi = 0.0165\sin(0.924t)\text{ rad}$ 和 $\varphi = 0.0286\sin(0.714t)\text{ rad}$ 。

计算机步长取 0.05,取小车目标轨迹位置为 $x_d = 20\text{ m}$ 。笔者所提出的滑模自抗扰控制器的参数为: $\omega_{ox} = 8, \omega_{o\theta} = 6, c_1 = 1, \eta = 5, c_3 = -4, c_2 = -0.5$ 。

笔者将仿真结果与普通滑模控制器效果进行对比,得到的小车实时位置曲线和负载的摆角曲线,分别如图(3~8)所示。

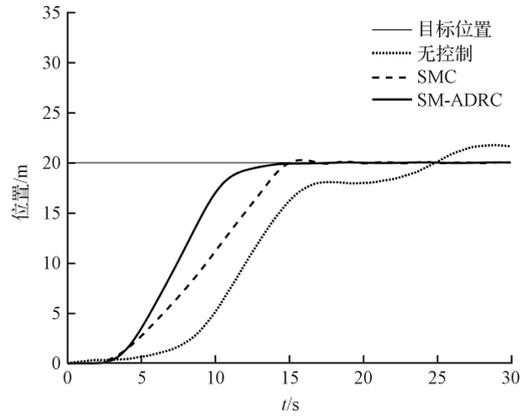


图3 小车位置仿真结果(三级海况)

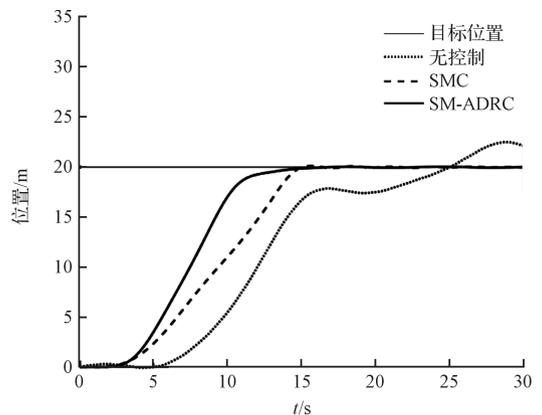


图4 小车位置仿真结果(四级海况)

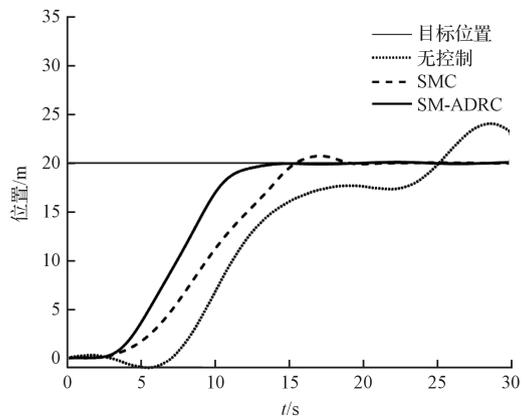


图5 小车位置仿真结果(五级海况)

此处所需达到的控制目标是将负载精准且平稳地运送至指定位置,且尽量减小负载摆动。

为比较不同方案、不同状态下的小车位置和负载摆角的响应情况,笔者对仿真数据进行整理,结果如表(2,3)所示。

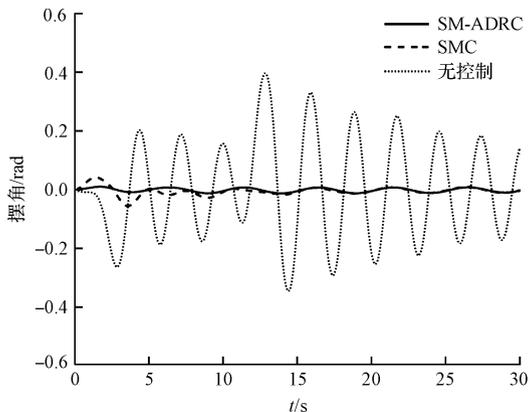


图 6 负载摆角仿真结果(三级海况)

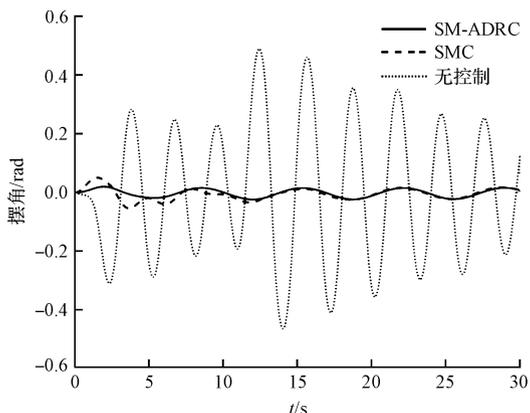


图 7 负载摆角仿真结果(四级海况)

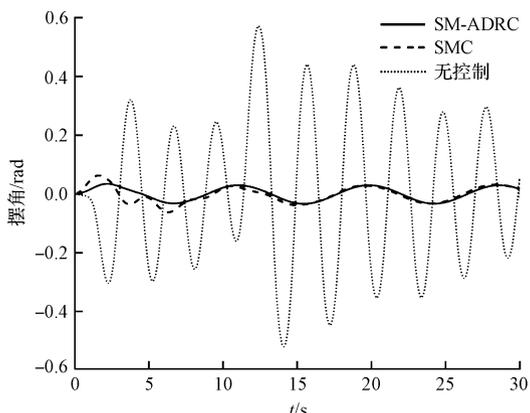


图 8 负载摆角仿真结果(五级海况)

表 3 负载摆角对比

外部干扰	控制方式	稳定时间 /s	残余摆角 /rad
3 级海况	无控制	/	/
	滑模控制	15.07	0.013
	滑模自抗扰控制	10.01	0.009
4 级海况	无控制	/	/
	滑模控制	16.53	0.018
	滑模自抗扰控制	11.71	0.012
5 级海况	无控制	/	/
	滑模控制	17.81	0.027
	滑模自抗扰控制	12.35	0.018

由表(2,3)可知:针对跟踪小车位置的控制要求,在滑模控制下,14 s 时小车可以达期预期位置,且存在大于 1.5% 的超调量;与滑模控制相比,滑模自抗扰控制不仅到达目标位置的时间减少了 3 s,且几乎没有超调;对比不同控制方案下小车位置的误差可以看出,滑模自抗扰控制方案可更好地实现系统小车精确定位,抗干扰性也更强;

对比消除负载摆角的效果可知:滑模控制器所需时间均超过 15 s,且存在较大的残余摆角;而采用滑模自抗扰控制,不论在何种程度的外界干扰下,均可在 5 s 内消除大量负载摆动,并在 12 s 内保持稳定,残余摆角小于 0.018 rad。

综上所述,相对于传统的滑模控制,滑模自抗扰控制能快速地控制小车运行和抑制负载摆动,且到达目标位置时的误差相对较小,当系统参数发生较大的改变时,滑模自抗扰控制依然具有很好的鲁棒性。

4 结束语

为解决受动基座运动影响的浮式桥式起重机系统的控制问题,笔者提出了一种滑模自抗扰控制方法,能够实现对于浮式桥式起重机系统的精确定位及摆动抑制。

笔者推导了浮式桥式起重机系统的非线性数学模型,基于该模型构造了线性扩张观测器,设计了有效的滑模自抗扰控制器,通过与普通滑模控制及不施加控制情况下的对比测试,验证了滑模自抗扰控制方法的有效性和优越性。

研究表明:

(1)滑模自抗扰控制方法能较好地满足浮式桥式起重机对的控制性能的要求,不仅可实现系统快速作业,同时还能保证转载运输的安全性;

(2)在受到较强的外界干扰下,滑模自抗扰控制方法依然具有较好的动态性能。

表 2 小车位置对比

外部干扰	控制方式	稳定时间 /s	超调 /%	误差 /m
3 级海况	无控制	/	/	/
	滑模控制	16.50	1.43	0.085
	滑模自抗扰控制	14.30	0.05	0.040
4 级海况	无控制	/	/	/
	滑模控制	17.65	1.35	0.120
	滑模自抗扰控制	15.25	0.35	0.070
5 级海况	无控制	/	/	/
	滑模控制	19.10	2.35	0.165
	滑模自抗扰控制	16.60	0.55	0.095

该研究结果具有一定的工程价值,且对类似欠驱动系统的运动控制有较好的参考作用。

在之后的研究工作中,笔者将对系统吊绳长度时变情况下的控制器进行设计。

参考文献(References):

- [1] 彭传圣. 浮式桥式集装箱起重机船岸作业系统效率分析[J]. 港口装卸, 2005, 4(5): 13-18.
- [2] 张梦华. 欠驱动单级摆及二级摆型桥式吊车非线性控制策略研究[D]. 山东: 山东大学控制科学与工程学院, 2018.
- [3] 邬小方. 欠驱动桥式吊车有限及固定时间跟踪控制算法研究[D]. 重庆: 重庆大学控制科学与工程学院, 2019.
- [4] RAMLI L, MOHAMED Z, EFE M, et al. Efficient swing control of an overhead crane with simultaneous payload hoisting and external disturbances[J]. **Mechanical Systems and Signal Processing**, 2020, 135: 106326.
- [5] AGUIAR C, LEITE D, PEREIRA D, et al. Nonlinear modeling and robust LMI fuzzy control of overhead crane systems[J]. **Journal of the Franklin Institute**, 2021, 358(2): 1376-1402.
- [6] SINGHOSE W, KIM D, KENISON M. Input shaping control of double-pendulum bridge crane oscillations[J]. **Journal of Dynamic Systems Measurement and Control**, 2008, 130(3): 424-424.
- [7] LOVEIKIN V S, ROMASEVICH Y A. Optimization of bridge crane movement control[J]. **Science & Technique**, 2018, 17(5): 413-420.
- [8] YANG T, SUN N, CHEN H, et al. Neural network-based adaptive anti-swing control of an underactuated ship-mounted crane with roll motions and input dead zones[J]. **Transactions on Neural Networks and Learning Systems**, 2020, 31(3): 901-914.
- [9] LI L, XU R, GAN Q, et al. Synchronization of neural networks with memristor-resistor bridge synapses and Lévy noise[J]. **Neurocomputing**, 2021, 432: 262-274.
- [10] 周灌中, 罗 枚. 基于 T-S 模型的集装箱桥吊防摇 H_∞ 控制[J]. 控制理论与应用, 2008(2): 268-272.
- [11] QIAN Y, FANG Y, LU B. Adaptive robust tracking control for an offshore ship-mounted crane subject to unmatched sea wave disturbances[J]. **Mechanical Systems & Signal Processing**, 2018, 114: 556-570.
- [12] 王生海. 船用起重机吊重系统动力学分析与防摆控制研究[D]. 辽宁: 大连海事大学轮机工程学院, 2018.
- [13] LU B, FANG Y, SUN N. Nonlinear coordination control of offshore boom cranes with bounded control inputs[J]. **International Journal of Robust & Nonlinear Control**, 2019, 29(4): 1165-1181.
- [14] ZANJANI M S, MOBAYEN S. Anti-sway control of offshore crane on surface vessel using global sliding mode control[J]. **International Journal of Control**, 2021: 1-28.
- [15] NGO Q H, HONG K. Sliding-mode antisway control of an offshore container crane[J]. **Transactions on Mechatronics**, 2012, 17(2): 201-209.
- [16] PARK H C, CHAKIR S, KIM Y B, et al. A robust payload control system design for offshore cranes; experimental study[J]. **Electronics**, 2021, 10(4): 462.
- [17] 岳雅雯, 徐为民, 陈天宇, 等. 基于观测器的双吊具桥吊时变滑模同步控制[J]. 控制工程, 2020, 27(1): 49-56.
- [18] 肖友刚, 卢 浩, 余 驿, 等. 单参数调整的欠驱动吊车防摆定位全过程自抗扰控制[J]. 中南大学学报: 自然科学版, 2019, 50(11): 2703-2711.
- [19] 王生海, 吴俊杰, 陈海泉, 等. 船用起重机机械防摆装置动力学分析与实验[J]. 哈尔滨工程大学学报, 2019, 40(11): 1858-1864.
- [20] 孙 宁, 方勇纯, 陈 鹤. 欠驱动桥式吊车消摆跟踪控制[J]. 控制理论与应用, 2015, 32(3): 326-333.
- [21] 岳丽敏, 文晓娟. 立式食品包装机袋材恒速供送控制系统研究[J]. 包装与食品机械, 2021(3): 78-84.
- [22] 董达善, 孙友刚, 刘 龙, 等. 基于虚拟样机技术的浮吊补给作业动态特性仿真研究[J]. 机械科学与技术, 2015, 34(3): 393-397.

[编辑: 雷 敏]

本文引用格式:

杜文正, 张全茂, 何祯鑫. 动基座桥式起重机滑模自抗扰消摆跟踪控制[J]. 机电工程, 2022, 39(2): 150-157.

DU Wen-zheng, ZHANG Quan-mao, HE Zhen-xin. Anti-swing tracking control of mobile base overhead crane based on sliding mode active disturbance rejection[J]. *Journal of Mechanical & Electrical Engineering*, 2022, 39(2): 150-157.

《机电工程》杂志: <http://www.meem.com.cn>