

## 双起升桥吊双吊具同步协调控制

徐攀, 徐为民<sup>†</sup>, 褚建新

(上海海事大学 航运技术与控制工程交通部重点实验室, 上海 201306)

**摘要:** 针对双起升桥式吊车双吊具同步协调运行过程中普遍存在的系统参数变化和摩擦等不确定扰动问题, 本文基于双吊具的非线性感应电机动态数学模型及其耦合动力学模型, 提出了一种时变分层增量式滑模控制和自适应补偿相结合的双吊具同步协调控制方法. 该方法首先利用时变滑模技术实现了控制器在滑模趋近阶段的鲁棒性控制, 并采用分层增量形式的滑模面设计方法简化了控制器参数选取. 然后, 采用自适应补偿技术抑制了双吊具运行中存在的扰动, 同时减小了切换函数的增益值. 此外, 在切换函数设计中采用了指数趋近技术, 使滑模控制器的抖振现象明显降低. 最后, 利用Lyapunov方法证明了该方法的全局稳定性和收敛性, 并通过数值仿真和物理实验验证了该方法的有效性.

**关键词:** 双吊具; 同步控制; 时变滑模; 分层增量式滑模; 自适应扰动补偿

**中图分类号:** TP273      **文献标识码:** A

## Synchronous control of double-container in overhead crane system

XU Pan, XU Wei-min<sup>†</sup>, CHU Jian-xin

(Key Laboratory of Maritime Technology and Control Engineering Ministry of Communications,  
Shanghai Maritime University, Shanghai 201306, China)

**Abstract:** To deal with the internal parametric perturbation and the external disturbance commonly existing in the synchronous control of double-container in an overhead crane system, we propose a synchronous control strategy for the double-container. This strategy is based on the coupling dynamic model of nonlinear induction motors of the double-container and employs the time-varying hierarchical incremental sliding mode method in combination with the adaptive disturbance compensation scheme. The time-varying sliding mode method is used to realize a robust control during the reaching phase of the sliding mode, and the hierarchical incremental sliding mode surface is used to simplify the selection of controller parameters. The adaptive disturbance compensation restrains the uncertain disturbance existing in the synchronous control of the double-container, and reduces the gain value of the switching function at the same time. In the design of the switching function, an exponential approaching technique is adopted to eliminate the chattering phenomenon effectively. The global stability and the convergence of the method are verified by Lyapunov stability theory. The numerical simulation result and the physical experimental result show the effectiveness of the approach.

**Key words:** double-container; synchronous control; time-varying sliding mode; hierarchical incremental sliding mode; adaptive disturbance compensation

### 1 引言(Introduction)

双起升桥式吊车的双吊具可以同时装卸两个不同的集装箱, 大大提高了集装箱码头的运输效率. 桥吊双吊具负载是一种势能负载, 在桥吊装卸过程中, 要求双吊具同步协调运行, 以保证准确对位. 但由于双吊具驱动电机运行过程中参数会发生不同程度的摄动, 双吊具载重也可能不同, 还有外界干扰等影响, 装卸过程中双吊具会出现较大的跟踪误差, 双吊具之间也会产生同步误差, 这将影响桥吊的装卸效率和运行安全.

目前, 国内外针对桥吊双吊具势能负载同步协调控制问题的研究成果较少, 文献[1]针对外界干扰问题, 采用主从同步策略和传统滑模控制设计了一种同步控制方法, 实现了桥吊双吊具的同步控制. 由于主从同步策略没有考虑各个电机之间的动态耦合影响, 不能达到理想的同步效果, 采用耦合策略<sup>[2]</sup>提高同步精度的方法得到了广泛重视. 文献[3-4]提出了一种交叉耦合策略, 文献[5]将其应用于多机器人, 取得较好的同步控制效果. 此外, 为了克服多轴运动系统内部参数变化和外界干扰等不确定扰动影响, 一些学者将

收稿日期: 2012-12-06; 收修改稿日期: 2013-04-05.

<sup>†</sup>通信作者. E-mail: wmxu@shmtu.edu.cn.

基金项目: 交通部应用基础项目(主干学科)资助项目(2013329810190); 上海市自然科学基金资助项目(13ZR1418800); 上海市教委科研创新基金资助项目(12YZ115).

自适应<sup>[6]</sup>、神经网络<sup>[7]</sup>和模糊控制<sup>[8]</sup>等技术分别与交叉耦合策略相结合,提出了各种同步协调控制方法,实现了同步控制并克服了内部参数变化等影响。由于滑模控制方法结构简单,系统进入滑模面对被控对象参数摄动不敏感,对未建模动态也有一定的抑制作用,一些学者还将滑模控制方法与耦合策略相结合<sup>[9-12]</sup>,实现同步协调控制,取得了较好的效果。

但是,上述文献中提到的滑模控制方法只有在系统状态到达滑模面之后,对被控对象参数摄动的鲁棒性才得以实现。为了解决这一问题,文献[13]使用时变滑模面代替了时不变滑模面,使系统状态在初始时刻即穿越一个时变滑模面,并随时间渐渐逼近事先确定的终态滑模面,从而取消了滑模切换阶段,提高了系统的鲁棒性。另外,为实现跟踪和多目标同步控制,文献[14]提出了一种分层递进式滑模面设计方法,将系统控制问题转化为设计多个滑模面,从而具有参数选取简单、动态特性好等优点。

此外,抖振现象一直是影响滑模控制效果的主要问题,由滑模变结构控制的稳定性分析可知,切换控制率增益必须大于不确定扰动的最大值,才能保证对扰动的抑制,并使系统状态进入滑模面,在不确定扰动幅值较大时,选择很大的切换控制率增益将会导致抖振现象的加剧。为解决这一难题,文献[9]引入了扰动观测器来补偿滑模控制率中的不确定扰动项,从而使切换控制率增益的选取只需大于扰动观测误差,从而降低了抖振现象。但对于突变扰动来说,观测器必须选取更高的带宽,这样将会引入高频测量噪声。为克服这一问题,文献[15]结合自适应更新率和扰动观测器,提出了一种自适应扰动补偿方法,使观测器增益随着外部扰动变化而调整,有效的抑制了未知的外部扰动。

针对双起升桥吊双吊具势能负载同步协调控制的要求,为了克服滑模控制中存在的上述问题,本文提出了一种时变分层增量式滑模方法和自适应扰动补偿方法相结合的双吊具同步协调控制方法。该方法使系统的轨迹始终位于滑模面上,消除了滑模切换阶段,从而使系统响应从一开始就具有较好的鲁棒性,并有效地抑制了摩擦力扰动、系统参数变化和未知的外部扰动,实现了双吊具的同步控制。

## 2 问题描述(Problem statement)

桥式吊车吊具的升降是由伺服电机驱动的,在转子磁场定向下,驱动吊具的感应电机在两轴同步旋转 $d$ - $q$ 坐标系下的非线性数学模型可以描述为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \dot{\theta} \\ \psi_{dr} \\ i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} =$$

$$\begin{bmatrix} \mu\psi_{dr}i_{qs} - \frac{1}{J}[B_m\dot{\theta} + G_i + \tau_f + \tau_d] \\ -\alpha\psi_{dr} + \alpha Mi_{qs} \\ -\gamma i_{ds} + \alpha\beta\psi_{dr} + n_p\dot{\theta}i_{qs} + \frac{\alpha Mi_{qs}^2}{\psi_{dr}} \\ -\gamma i_{qs} + \beta n_p\dot{\theta}\psi_{dr} - n_p\dot{\theta}i_{ds} - \frac{\alpha Mi_{qs}i_{ds}}{\psi_{dr}} \end{bmatrix} + \frac{1}{\sigma L_s} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{ds} \\ u_{qs} \end{bmatrix}, \quad (1)$$

式中:  $\theta$ 为驱动电机的机械角位置,  $\psi_{dr}$ 为 $d$ 轴转子磁通,  $i_{ds}$ 与 $i_{qs}$ 分别为 $d$ 轴与 $q$ 轴定子电流,  $u_{ds}$ 与 $u_{qs}$ 分别为 $d$ 轴与 $q$ 轴定子电压,

$$\gamma = \frac{M^2 R_r}{\sigma L_s L_r^2} + \frac{R_s}{\sigma L_s}, \quad \alpha = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r},$$

$$\beta = \frac{M}{\sigma L_s L_r}, \quad \mu = \frac{n_p M}{J L_r},$$

其中:  $R_s$ 与 $R_r$ 分别为定子与转子电阻,  $L_s$ 与 $L_r$ 分别为定子与转子电感,  $M$ 是定转子互感,  $\sigma$ 是漏感系数,  $n_p$ 和 $J$ 分别为转子的极对数和转动惯量,  $\tau_d$ 为外部扰动转矩,  $B$ 为黏性阻力系数。

式(1)中,  $\tau_f$ 为驱动电机的摩擦力转矩模型。目前,常见摩擦力模型有Stribeck模型、Karnopp模型以及LuGre模型等<sup>[15]</sup>。包括前两者在内的大部分摩擦力模型忽略了摩擦力的动态效应,导致低速阶段不可避免的降低了摩擦力模型的准确度<sup>[16]</sup>。而LuGre模型考虑到摩擦力的动态效应,能够更真实的反映摩擦力现象<sup>[17]</sup>,所以,本文选取LuGre模型作为驱动电机的摩擦力转矩模型。其具体描述为<sup>[15]</sup>

$$\begin{cases} s(\dot{\theta}) = F_c + (F_s - F_c)e^{-\alpha_f|\dot{\theta}|}, \\ \dot{z} = \dot{\theta} - \frac{\sigma_0|\dot{\theta}|}{s(\dot{\theta})}z, \\ \tau_f = \sigma_1\dot{z} + \sigma_0z + \sigma_2\dot{\theta}, \end{cases} \quad (2)$$

其中:  $s(\dot{\theta}_i)$ 为描述Stribeck效应的非线性函数;  $F_c$ 为库伦摩擦力;  $F_s$ 为静摩擦力;  $\alpha_f$ 为大于零的常数,描述了 $s(\dot{\theta}_i)$ 从 $F_s$ 到 $F_c$ 的变化速度;  $z$ 描述了两个接触面之间的平均粗糙程度;  $\sigma_0$ ,  $\sigma_1$ 和 $\sigma_2$ 为大于零的常数。

另外,式(1)中 $G_i$ 为吊具 $i$ 驱动电机的重力转矩项,在双吊具互锁工作模式下具体表示为

$$G_i = \begin{cases} 0, & \theta_i - \theta_{i+1} = -\Delta\theta_{\max}, \\ \tau_{Li}(1 - |\frac{\theta_i - \theta_{i+1}}{\Delta\theta_{\max}}|), & -\Delta\theta_{\max} < \theta_i - \theta_{i+1} \leq 0, \\ \tau_{Li} + \tau_{L(i+1)}|\frac{\theta_i - \theta_{i+1}}{\Delta\theta_{\max}}|, & 0 \leq \theta_i - \theta_{i+1} < \Delta\theta_{\max}, \\ \tau_{Li} + \tau_{L(i+1)}, & \theta_i - \theta_{i+1} = \Delta\theta_{\max}, \end{cases} \quad (3)$$

式中:  $\tau_{Li}$  为吊具  $i$  驱动电机的势能负载转矩, 其特点在于起升过程中, 其方向和控制输入方向相反; 下降过程中, 其方向与控制输入方向相同.  $\Delta\theta_{\max}$  为大于零的常数, 表示吊具互锁工作模式下, 互锁机构允许双吊具位置的最大差值, 即  $0 \leq |\theta_i - \theta_{i+1}| \leq \Delta\theta_{\max}$ . 另外, 当双吊具独立工作时,  $G_i = \tau_{Li}$ .

感应电机系统由转速机械子系统和电磁子系统组成. 式(1)中第1个方程为转速机械子系统, 其他3个方程属于电磁子系统. 电磁子系统状态变量  $\psi_{dr}$ ,  $i_{ds}$  和  $i_{qs}$  可迅速收敛于稳定值, 而输出  $\theta$  收敛于期望值相对较慢. 根据奇异摄动理论, 转速机械子系统可看作慢系统, 而电磁子系统可看作快系统. 感应电机的转速机械方程可以改写成:

$$J\ddot{\theta} + B_m\dot{\theta} + G_i = K_T i_{qs} - \tau_f - \tau_d, \quad (4)$$

其中:  $K_T i_{qs} = \tau$  为电磁转矩, 而  $K_T = (3/2)n_p \cdot (M/L_r)\psi_{dr}^*$ ,  $\psi_{dr}^*$  为参考磁通,  $i_{qs}$  为控制输入.

由于模型内部参数会发生变化以及外部扰动无法准确测量, 为方便控制器设计, 引入参考模型

$$J_r\ddot{\theta}_r + B_{mr}\dot{\theta}_r = K_{Tr}i_{qsr}, \quad (5)$$

式中:  $J_r$  为参考转动惯量,  $B_{mr}$  为参考黏性阻力系数,  $\theta_r$  为参考模型的机械角位置,  $K_{Tr}i_{qsr} = \tau_r$  为参考模型的电磁转矩,  $i_{qsr}$  为参考模型的控制输入.

式(4)可以写为

$$J_r\ddot{\theta} + B_{mr}\dot{\theta} = K_{Tr}i_{qs} - d. \quad (6)$$

上式中,  $d$  为驱动电机的整体扰动, 表示为

$$d_i = G_i + \tau_f + \tau_d + \Delta J\ddot{\theta} + \Delta B_m\dot{\theta} - \Delta K_T i_{qs}, \quad (7)$$

其中:

$$\Delta J = J - J_r, \quad \Delta B_m = B_m - B_{mr}, \quad \Delta K_T = K_T - K_{Tr},$$

而式(6)中

$$i_{qs} = i_{qsr} + \frac{\hat{d}}{K_{Tr}}, \quad (8)$$

式中  $\hat{d}$  为驱动电机自适应补偿器的理想输出.

综上, 本文的问题描述为: 设计  $i_{qsr}$  使双吊具同时到达同一期望位置, 并实现无扰动情况下的位置同步; 设计  $\hat{d}$  实现对实际模型参数变化和未知外部扰动的补偿, 保证不同扰动情况下同步误差和跟踪误差收敛为零.

### 3 分层递进式时变滑模控制器和自适应补偿器设计(Design of time-varying hierarchical incremental sliding mode controller and adaptive disturbance compensator)

如图1所示, 本文所提出的控制结构有两部分组成:  $e$  和  $e^*$  分别为位置跟踪误差和交叉耦合误差, 位置控制器使每个吊具准确地定位到期望位置并与另一

个吊具位置保持同步; 自适应补偿器实现对实际模型参数变化和未知外部扰动的补偿, 保证扰动不同的情况下同步误差和跟踪误差收敛为零.

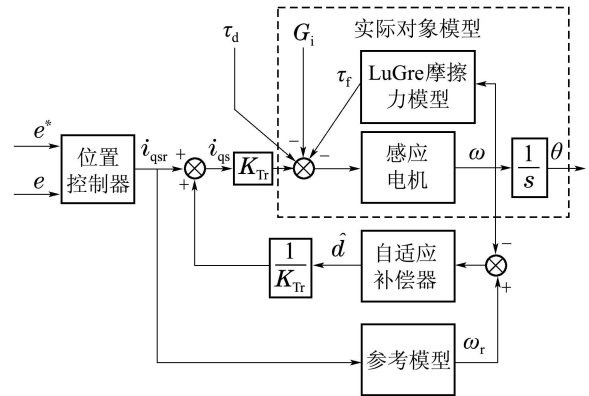


图1 驱动电机及其控制器结构

Fig. 1 Controller structure of induction motor

### 3.1 分层递进式时变滑模控制器设计(Design of time-varying hierarchical incremental sliding mode controller)

以吊具  $i$  为例, 设其位置跟踪误差为

$$e_i = \theta_d - \theta_i, \quad (9)$$

其中  $\theta_d$  为每个吊具驱动电机的期望角位置. 设其同步误差为

$$\varepsilon_i = e_i - e_{i+1} = \theta_{i+1} - \theta_i, \quad (10)$$

吊具  $i$  的交叉耦合同步误差为

$$e_i^* = \varepsilon_i + \beta \int_0^t \varepsilon_i(\tau) d\tau, \quad (11)$$

其中  $\beta$  为大于零的常数.

取第1层时变滑模面为

$$S_{1i}(t) = c_1 \dot{e}_i + c_2 e_i + c_3 \int_0^t e_i(\tau) d\tau + c_4 e^{-at}, \quad (12)$$

取第2层滑模面为

$$S_{2i} = c_5 e_i^* + S_{1i}, \quad (13)$$

其中: 取  $c_5 = C_5 \text{sgn}(e_i^* S_{1i})$ ,  $C_5$  为大于零的常数,  $\text{sgn}(\cdot)$  为符号函数. 此时,  $c_5$  保证了  $e_i^*$  和  $S_{1i}$  同号.

考虑如下李雅普诺夫函数:

$$V_1(t) = 2^{-1} S_{1i}^2 \geq 0, \quad (14)$$

$$V_2(t) = 2^{-1} S_{2i}^2 \geq 0. \quad (15)$$

注意到  $e_i^*$  和  $S_{1i}$  同号, 则  $V_1(t) \leq V_2(t)$ , 故对  $V_2(t)$  进行求导得

$$\dot{V}_2(t) = S_{2i} \dot{S}_{2i}. \quad (16)$$

令  $\dot{S}_{2i} = -\rho \text{sgn} S_{2i} - k S_{2i}$ , 则

$$c_1 \ddot{e}_i + c_2 \dot{e}_i + c_3 e_i - ac_4 e^{-at} + c_5 \dot{e}_i^* = -\rho \text{sgn} S_{2i} - k S_{2i}, \quad (17)$$

其中  $\rho$  和  $k$  为大于零的常数.

将式(6)(8)代入上式得

$$i_{qs} = K_{Tr}^{-1}c_1^{-1}J_r[\rho \operatorname{sgn} S_{2i} + kS_{2i} + c_1\ddot{\theta}_d + c_2\dot{e}_i + c_3e_i - ac_4e^{-at} + c_5\dot{e}_i^*] + K_{Tr}^{-1}B_{mr}\dot{\theta}_i + K_{Tr}^{-1}\hat{d}_i, \quad (18)$$

并利用式(17), 则式(16)可表示为

$$\dot{V}_2(t) = S_{2i}(-\rho \operatorname{sgn} S_{2i} - kS_{2i}) = -\rho|S_{2i}| - kS_{2i}^2 \leq 0. \quad (19)$$

根据式(15)(19)且 $V_1(t) \leq V_2(t)$ , 能够保证第2层滑模面收敛到0的情况下, 第1层滑模面也收敛到0. 因此, 可以得到, 此时控制率退化为

$$\tau_i = K_{Tr}^{-1}c_1^{-1}J_r[c_1\ddot{\theta}_d + c_2\dot{e}_i + c_3e_i - ac_4e^{-at}] + K_{Tr}^{-1}B_{mr}\dot{\theta}_i + K_{Tr}^{-1}\hat{d}_i, \quad (20)$$

上式保证了第1层滑模面状态变量的稳定性. 再由式(18)(8)得

$$i_{qsr} = K_{Tr}^{-1}c_1^{-1}J_r[\rho \operatorname{sgn} S_{2i} + kS_{2i} + c_1\ddot{\theta}_d + c_2\dot{e}_i + c_3e_i - ac_4e^{-at} + c_5\dot{e}_i^*] + K_{Tr}^{-1}B_{mr}\dot{\theta}_i. \quad (21)$$

**注 1** 将控制率(18)代入 $\dot{S}_{2i} = c_1\ddot{e}_i + c_2\dot{e}_i + c_3e_i - ac_4e^{-at} + c_5\dot{e}_i^*$ 得

$$\dot{S}_{2i} = -\rho \operatorname{sgn} S_{2i} - kS_{2i} - (d_i - \hat{d}_i). \quad (22)$$

上式说明只要当 $\rho > |(d_i - \hat{d}_i)|$ 时就满足滑动条件; 此时,  $\rho$ 的取值比不加扰动补偿时的取值大大降低, 降低了抖振现象.

**注 2** 根据时变滑模的定义,  $c_4$ 的取值满足 $S_{2i}(0) = 0$ , 即 $c_4 = -c_2e_i(0)$ . 考虑到 $V_2(t) \geq 0, V_2(0) = 0$ 且 $\dot{V}_2(t) \leq 0$ , 那么 $V_2(t) \equiv 0$ , 即 $\forall t \in [0, +\infty)$ 都有 $S_{2i} \equiv 0$ . 这就是时变滑模控制与传统滑模控制的本质区别. 根据变结构理论, 这个特征使得滑模控制系统对于一定范围内模型的不匹配和外部扰动不仅在滑动阶段具有鲁棒性, 而且在运动初期的趋近阶段也具有同样的鲁棒性.

### 3.2 控制器去抖振措施(A measure of eliminating chattering phenomenon in controller)

为了降低控制器的抖振现象, 将控制率(18)中 $\rho$ 替换为 $\rho_0(1 - e^{-p|s_{2i}|})$ 形式<sup>[18]</sup>的切换控制率增益. 其中:  $\rho_0, p$ 为正常数. 根据滑动条件,  $\rho_0$ 的取值必须大于 $|(d_i - \hat{d}_i)|$ . 该增益与滑模面的大小有关: 当距离滑模面较远时, 使用较大的切换控制率增益, 以快速趋近; 当距离滑模面较近时使用较小的切换控制率增益, 以减小抖振现象.

### 3.3 自适应补偿器设计(Design of adaptive disturbance compensator)

将驱动电机实际的转子运动方程(4)化为状态空间形式:

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + B(i_{qs} - K_T^{-1}W), \\ y = Cx, \end{cases} \quad (23)$$

式中:

$$x = \begin{bmatrix} \theta \\ \omega \end{bmatrix}, \omega = \dot{\theta}, A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -J^{-1}B_m \end{bmatrix},$$

$$B = [0 \ J_i^{-1}K_T]^T, C = [0 \ 1],$$

$$i_{qs} = i_{qsr} + \frac{d}{K_{Tr}}, W = \tau_f - G - \tau_d.$$

考虑其参考模型:

$$\begin{cases} \dot{x}_r = A_r x_r + B_r i_{qsr}, \\ y_r = C_r x_r, \end{cases} \quad (24)$$

其中:  $x_r = [\theta_r \ \omega_r]^T, A_r = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -J_r^{-1}B_{mr} \end{bmatrix}, B_r = [0 \ J_r^{-1}K_{Tr}]^T, C_r = [0 \ 1]$ . 定义状态误差为

$$\tilde{x} = x_r - x = [\tilde{x}_1 \ \tilde{x}_2]^T. \quad (25)$$

进一步得到误差方程

$$\dot{\tilde{x}} = A_r \tilde{x} + B_r(K_{Tr}^{-1}W - K_{Tr}^{-1}d) + \tilde{A}x + \tilde{B}(i_{qs} - K_T^{-1}W), \quad (26)$$

其中:  $\tilde{A} = A_r - A, \tilde{B} = B_r - B$ . 假设 $d$ 可以取如下形式:

$$d = K_{Tr}B_r^{-1}[A_r \tilde{x} + B_r K_{Tr}^{-1}W + \tilde{A}x + \tilde{B}(i_{qs} - K_T^{-1}W) - A_K \tilde{x}], \quad (27)$$

其中:  $A_K = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -K_1 & -K_2 \end{bmatrix}, K_1$ 和 $K_2$ 为正常数. 将式(27)代入式(26)中得 $\dot{\tilde{x}} - A_K \tilde{x} = 0$ , 即

$$\dot{\tilde{x}}_2 + K_2 \tilde{x}_2 + K_1 \tilde{x}_1 = 0, \quad (28)$$

其中:  $\tilde{x}_1 = \theta_r - \theta, \tilde{x}_2 = \omega_r - \omega$ . 上式说明当 $t \rightarrow +\infty$ 时,  $x(t) \rightarrow x_r(t)$ , 并且调整 $K_1$ 和 $K_2$ 就可调整 $\tilde{x}(t)$ 收敛的暂态响应.

理论上, 式(27)完整的描述了模型变化或者模型的不确定性, 以及摩擦力、势能负载转矩和外部扰动, 但在实际中对这些量的辨识是很难实现的. 故需要设计另一种补偿策略 $\hat{d}$ 去代替式(27)描述的理想扰动补偿项 $d$ . 本文设计的 $\hat{d}$ 形式如下:

$$\hat{d} = K_P \tilde{y} + K_I \int_0^t \tilde{y}(\tau) d\tau, \quad (29)$$

其中:  $K_P \geq 0$ 为比例增益,  $K_I \geq 0$ 为积分增益,  $\tilde{y} = y_r - y = C\tilde{x} = \tilde{x}_2 = \omega_r - \omega$ . 为求得自适应率, 将上式写成向量乘积的形式:

$$\dot{\hat{d}} = K^T E, \quad (30)$$

其中:  $K = [K_P \ K_I]^T, E = [\tilde{y} \ \int_0^t \tilde{y}(\tau) d\tau]^T$ . 假设设计的 $\hat{d} = d$ , 式(26)可写为

$$\dot{\tilde{x}} = A_r \tilde{x} + B_r(K_{Tr}^{-1}W - K_{Tr}^{-1}\hat{d}) + \tilde{A}x + \tilde{B}(i_{qs} - K_T^{-1}W), \quad (31)$$

上式右边同时加上和减去  $B_r K_{Tr}^{-1} d$ , 整理得闭环误差方程

$$\dot{\tilde{x}} = A_K \tilde{x} + B_r K_{Tr}^{-1} (d - \hat{d}), \quad (32)$$

表示理想的扰动补偿器输出为  $d = (K^*)^T E$ , 考虑李雅普诺夫函数

$$V_a = \frac{1}{2} \tilde{x}^T P \tilde{x} + \frac{1}{2} \eta^{-1} \tilde{K}^T \tilde{K}, \quad (33)$$

其中:  $P$  正定, 且满足  $A_K^T P + P A_K = -Q$ .  $\tilde{K} = K^* - K$ , 取  $\lambda_{\min}(Q) > 1$ ,  $\eta$  为任意选取的常数. 将式(33)两边求导, 并将式(31)代入得

$$\dot{V}_a = -\frac{1}{2} \tilde{x}^T Q \tilde{x} + K_{Tr}^{-1} \tilde{x}^T P B_r \tilde{K}^T E - \eta^{-1} \tilde{K}^T \dot{\tilde{K}}. \quad (34)$$

因为  $\lambda_{\min}(Q) > 1$ , 若令上式中后两项等于零, 即

$$\tilde{x}^T P B_r E - \eta^{-1} K_{Tr} \dot{\tilde{K}} = 0. \quad (35)$$

可保证  $\dot{V}_a$  负定. 综上, 由式(35)得自适应参数更新率

$$\dot{K}_i = \begin{cases} 0, & K_i = K_{i \max} \dot{K}_i > 0, \\ 0, & K_i = K_{i \min} \dot{K}_i < 0, \\ \eta K_{Tr}^{-1} (\tilde{x}^T P B_r E)_i, & \text{其他}, \end{cases} \quad (36)$$

式中:  $i = 1, 2$ ,  $K = [K_1 \ K_2]^T = [K_P \ K_I]^T$ ,  $\tilde{x}^T P B_r E = [(\tilde{x}^T P B_r E)_1 \ (\tilde{x}^T P B_r E)_2]^T$ ,  $K_{i \max}$  为  $K_i$  的最大值,  $K_{i \min}$  为  $K_i$  的最小值.

不失一般性, 上述  $\hat{d}$  的设计可以推广到两个吊具的驱动电机, 记为  $\hat{d}_i$ . 至此, 图1中本文所提出的时变滑模同步控制率  $i_{qsr}$  和自适应补偿器  $\hat{d}_i$  设计完毕.

#### 4 控制器稳定性分析(Stability analysis of controller)

不失一般性, 对吊具  $i$  所设计的控制器以及自适应扰动补偿器进行稳定性分析.

**定理 1** 对于式(1)所描述吊具  $i$  的驱动电机, 构造式(13)形式的滑模面以及式(29)形式的补偿器, 如果采用式(21)所示控制率以及式(36)所示的自适应更新率, 则闭环系统是渐进稳定的.

**证** 选取如下所示的李雅普诺夫函数:

$$V(t) = V_1(t) + V_2(t) + V_a(t), \quad (37)$$

显然  $V_1(t)$ ,  $V_2(t)$ ,  $V_a(t)$ ,  $V(t)$  都是正定的. 对  $V_2(t)$  求导, 再利用式(22)得

$$\begin{aligned} \dot{V}_2(t) &= S_{2i} [-k S_{2i} - \rho \operatorname{sgn} S_{2i} - (d_i - \hat{d}_i)] = \\ &= -k_t S_{2i}^2 + S_{2i} (-\rho \operatorname{sgn} S_{2i} - (d_i - \hat{d}_i)). \end{aligned} \quad (38)$$

若  $\rho > |d_i - \hat{d}_i|$ , 则  $\dot{V}_2(t) \leq 0$ . 又因为  $0 \leq V_1(t) \leq V_2(t)$ , 所以  $V_1(t)$  和  $V_2(t)$  具有相同的收敛性. 再对  $V_a(t)$  进行求导得

$$\dot{V}_a(t) = \frac{1}{2} [\tilde{x}^T A_K^T P + (\tau_d - \hat{\tau}_d) B_r P] \tilde{x} +$$

$$\frac{1}{2} \tilde{x}^T [P A_K \tilde{x} + P B_r (d - \hat{d})] - \eta^{-1} \tilde{K}^T \dot{\tilde{K}}. \quad (39)$$

利用式(30),  $A_K^T P + P A_K = -Q$ ,  $d = (K^*)^T E$ , 得

$$\begin{aligned} \dot{V}_a(t) &= -\frac{1}{2} \tilde{x}^T Q \tilde{x} + \tilde{x}^T P B_r \tilde{K}^T E - \eta^{-1} \tilde{K}^T \dot{\tilde{K}} = \\ &= -\frac{1}{2} \tilde{x}^T Q \tilde{x} - \tilde{K}^T (\eta^{-1} \dot{\tilde{K}} - \tilde{x}^T P B_r E). \end{aligned} \quad (40)$$

将式(36)所示的更新率代入上式, 得到  $\tilde{K}^T (\eta^{-1} \dot{\tilde{K}} - \tilde{x}^T P B_r E) \geq 0$ . 此时可得出  $\dot{V}_a(t) \leq -1/2 \tilde{x}^T Q \tilde{x}$ . 又因为  $\lambda_{\min}(Q) > 1$ , 所以对于  $\forall x \neq 0$ ,  $\dot{V}_a(t) < 0$ . 综上所述,  $\dot{V}(t) < 0$ , 即闭环系统是渐进稳定的.

证毕.

#### 5 仿真研究(Simulation research)

本文采用 MATLAB/Simulink 软件对所提出的同步控制策略进行了仿真, 仿真中分别研究了双起升桥吊双吊具独立工作情况下外部扰动变化和内部参数变化的同步性能, 以及双吊具互锁模式下的同步性能, 另外, 还给出本文提出的防抖振措施与饱和函数防抖振方法的仿真对比结果.

**仿真情况1:** 双吊具独立工作模式下的同步控制. 取吊具1和吊具2的负载分别为  $\tau_{L1} = 1 \text{ N} \cdot \text{m}$ ,  $\tau_{L2} = 1.5 \text{ N} \cdot \text{m}$ ; 其外部扰动分别为  $\tau_{d1} = 2 \text{ N} \cdot \text{m}$ ,  $\tau_{d2} = 2.5 \text{ N} \cdot \text{m}$ ; 期望位置为  $\theta_d = 10 \text{ rad}$ . 图2给出了双吊具在内部参数和外部扰动无变化的仿真图. 左图和右图分别为该情况下的跟踪误差和同步误差. 可以看出在运行过程中同步误差较小, 在0.5 s左右收敛到零, 实现快速准确的双吊具同步控制.

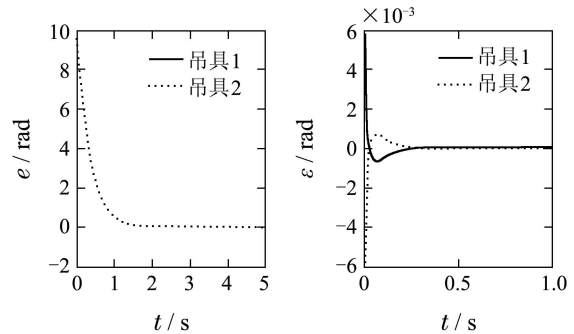


图2 双吊具独立工作模式下的跟踪误差和同步误差  
Fig. 2 Tracking error and synchronization error of double-container in independent work mode

**仿真情况2:** 外部扰动变化时双吊具的同步控制. 为验证系统抑制外部扰动的效果, 图3给出了外部扰动变化的仿真波形. 在5 s时,  $\tau_{d1}$  由  $2 \text{ N} \cdot \text{m}$  突变为  $4 \text{ N} \cdot \text{m}$ ,  $\tau_{d2}$  由  $2.5 \text{ N} \cdot \text{m}$  变为  $5 \text{ N} \cdot \text{m}$ . 由图3知, 在5 s时跟踪误差和同步误差发生了很小的变化, 但迅速收敛到零保持了较好的同步精度, 体现了系统抗外界干扰的能力.

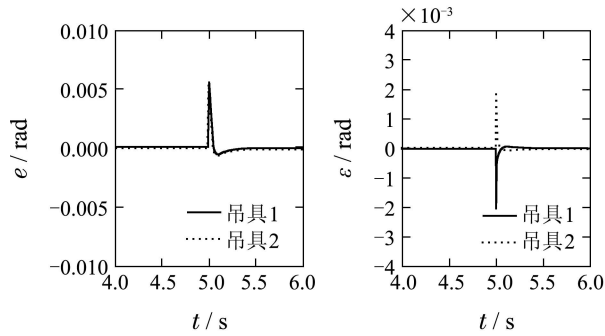


图 3 外部扰动变化时双吊具的跟踪误差和同步误差  
Fig. 3 Tracking error and synchronization error of double-container with varying external disturbance

仿真情况3: 内部参数变化时双吊具的同步控制. 图4为吊具驱动电机内部参数变化的同步误差曲线. 在5s时, 吊具1和吊具2的电机转子电阻分别变化为原来的1.5倍和原来的2倍. 由图知, 在参数变化时跟踪误差和同步误差曲线基本没有变化, 表明系统对内部参数变化的扰动抑制效果较好.

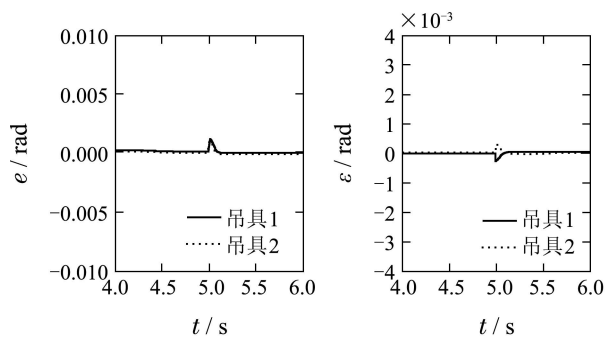


图 4 内部参数变化时双吊具的跟踪误差和同步误差  
Fig. 4 Tracking error and synchronization error of double-container with varying inter parameter

仿真情况4: 互锁模式下双吊具的同步控制. 图5给出双吊具在互锁模式下,  $\Delta\theta_{\max} = 0.005$  m, 内部参数变化、外部扰动变化的跟踪误差和同步误差曲线. 可以看出, 此模式下跟踪误差和同步误差大大减小, 并提高了系统的鲁棒性.

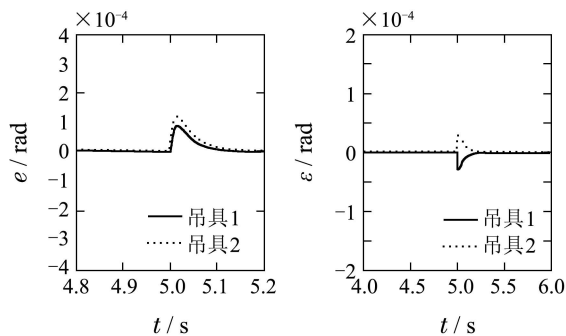


图 5 互锁模式下双吊具的同步误差  
Fig. 5 Tracking error and synchronization error of double-container in locked work mode

仿真情况5: 不同防抖措施下的双吊具同步控制.

图6中左图和右图分别为本文采用的防抖振措施与饱和函数代替符号函数防抖振措施的控制转矩波形. 由图知, 本文采用的防抖振措施明显降低了抖振效应.

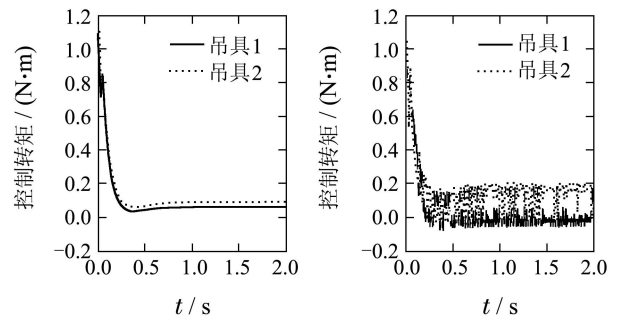


图 6 防抖振效果对比图

Fig. 6 Comparison of anti-chattering technology

从以上仿真研究可以看出, 本文提出的双吊具同步控制方法具有较快的响应速度与较小的跟踪误差和同步误差, 并且能够有效地抑制参数变化、摩擦力扰动以及外部扰动突变的影响, 具有良好的鲁棒性. 同时, 控制转矩的抖振现象也得到了大范围的降低, 能满足较高的同步要求.

## 6 实验研究(Experimental research)

为验证所提出的控制方法在双起升桥吊双吊具同步协调运行中的实际控制效果, 本文进一步进行了实验研究.

### 6.1 实验设置(Experimental setting)

实验平台为双起升双吊具桥式吊车实验平台<sup>[19]</sup>. 其主要性能指标如下: 交流永磁同步电机(GYS101DC2-T2)和伺服放大器(RYC101D3-VVT2); 电机自带编码器(分辨率为1000线); 运动控制卡(MP-C154, 8路反馈通道, 输入频率3.2 MHz, 分辨率28位); D/A卡(PCI-6208, 8路输出通道, 16位分辨率); 工业控制计算机(PCA-6010); 减速机(减速比为1:25)、绕轮等机械部件组成<sup>[20]</sup>. 其结构如图7-8所示.

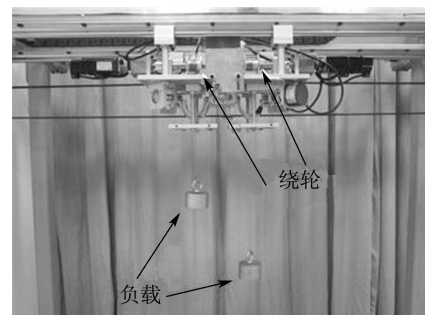


图 7 双吊具同步驱动机械结构图  
Fig. 7 Double-container synchronous drive mechanical structure

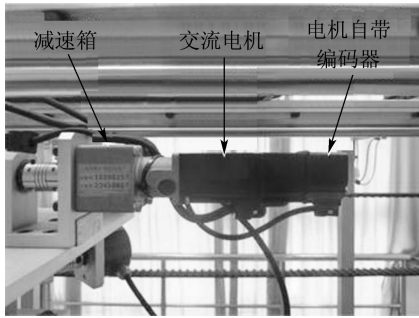


图8 双吊具同步驱动机械结构局部放大图

Fig. 8 Container drive mechanical structure in detail

控制量由工控机根据控制率计算得出, 发送给D/A卡, 接着D/A卡将接收到的数字式控制量转换为模拟式电压信号发送给伺服放大器, 由伺服放大器得出合适的电流和电压值输送给伺服电机, 伺服电机带动负载按预定规律运动, 运动的位置由电机自带的编码器测得脉冲数, 将其发送到运动控制卡, 最终由工控机根据负载高度计算公式将当前位置计算出来, 作为反馈值计算下一周期的控制指令, 形成闭环控制系统. 桥吊实验系统实物图和双吊具同步协调实验控制系统结构图如图9-10所示.

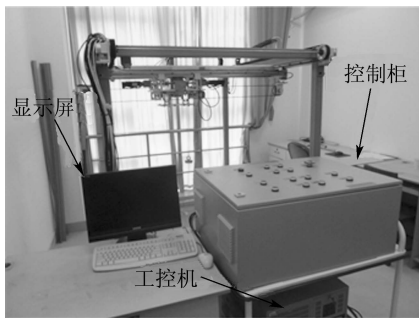


图9 桥吊实验系统实物图

Fig. 9 Experiment system of overhead crane

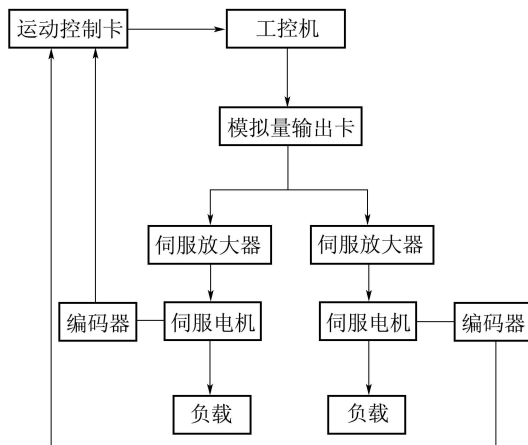


图10 桥吊双吊具同步协调实验控制系统结构图

Fig. 10 Double-container synchronous drive mechanical detailed structure

负载的高度可由电机自带编码器的读数得到

$$h = h_0 + \frac{2\pi RN}{FPE},$$

其中:  $N$ 是电机自带编码器的读数值,  $R = 0.015\text{ m}$ 是吊绳转轴半径,  $F = 4$ 是运动控制卡设置的倍频数,  $E = 25$ 表示减速箱的减速比,  $P = 1000$ 表示编码器分辨率,  $h_0$ 为初始高度. 负载高度的跟踪误差为  $e_{hi} = h_d - h_i$ , 负载高度的同步误差为

$$\varepsilon_{hi} = e_{hi} - e_{h(i+1)},$$

其中  $h_d$ 为负载的期望高度.

系统中模拟输出卡的建立输出电压时间为  $130\ \mu\text{s}$ , 伺服放大器和伺服电机的响应时间为  $5\ \text{ms}$ , 编码器的输出频率不大于  $150\ \text{kHz}$ (响应时间不小于  $6.7\ \mu\text{s}$ ), 运动控制卡的编码器输入频率为  $3.2\ \text{MHz}$ (最小采样时间为  $0.3\ \mu\text{s}$ ), 工控机与板卡的PCI总线频率为  $33\ \text{MHz}$ (延时  $0.3\ \mu\text{s}$ ). 其中伺服放大器和伺服电机与机械部分作为控制对象, 可将  $5\ \text{ms}$ 看作其最小周期, 根据香农采样定理可知系统采样时间不能大于  $2.5\ \text{ms}$ . 因此, 本实验中采样周期取  $1\ \text{ms}$ [20].

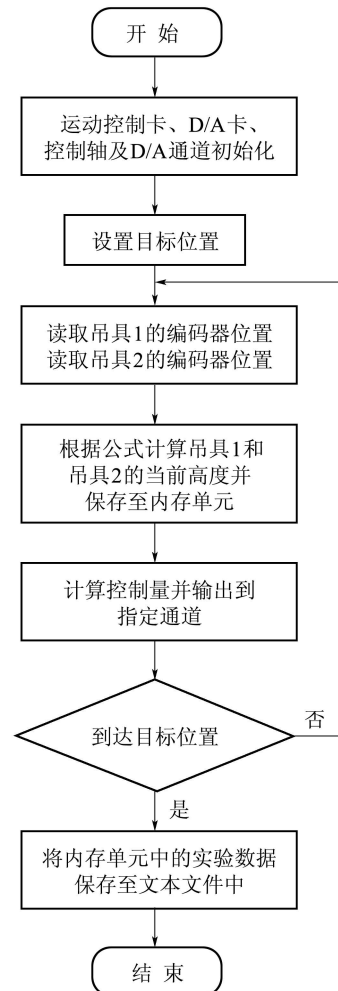


图11 控制系统程序流程图

Fig. 11 Program flow chart of control system

控制系统程序选择Delphi7作为上位机软件开发工具,其主要功能模块有板卡和通道初始化、驱动电机上电和断电、数据显示、控制算法计算和数据保存等.为保证控制系统的实时性,将采集的实验数据先保存在内存单元中,待实验完成后导入文本文件中,最终通过MATLAB绘制图形.由于Delphi自带定时器采样时间的精度不够,而且会出现一些误差,通过调用多媒体定时器中timeSetEvent()函数来精确地读出系统的当前时间,解决上述问题.

## 6.2 实验结果及分析(Experimental result and analysis)

本文设置了独立工作模式下双吊具负载相同、不同以及互锁工作模式下双吊具负载不同的3种实验情况,验证了该方法的动态特性、稳态特性以及对扰动的抑制能力.

实验情况1:独立工作模式下双吊具负载相同的同步控制.吊具1和吊具2的负载同为2 kg,期望位置为0.5 m.从图12中可以得出,在此情况下双吊具最终的同步误差不到0.5 mm,在整个运行过程中保持了较好的同步精度并且4 s左右就到达指定位置,实现了快速准确的双吊具同步控制.

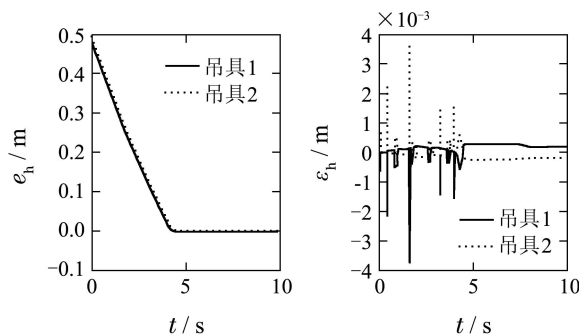


图 12 负载相同时双吊具的跟踪误差和同步误差  
Fig. 12 Tracking error and synchronization error of double-container with same load

实验情况2:独立工作模式下双吊具负载不同的同步控制.吊具1的负载为2 kg,吊具2的负载为5 kg,期望位置为0.5 m.由图13与图12对比得出,虽然在此情况下最终的同步误差有所增大,但是总体还是保持了一个较好的同步精度,最大同步误差在2 mm左右,体现了控制系统对不同负载的扰动具有较强的鲁棒性.

实验情况3:互锁工作模式下双吊具负载不同的同步控制.吊具1和吊具2的负载分别为2 kg和5 kg,两个吊具使用钢丝绳相互紧锁,期望位置为0.5 m.由图14得出,在互锁模式下,双吊具最终的同步误差进一步降低,实现了更高精度的同步控制,体现了控制器对强耦合影响有较好的抑制作用.

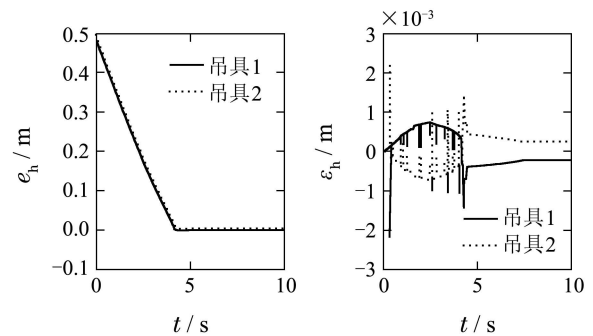


图 13 负载不同时双吊具的跟踪误差和同步误差  
Fig. 13 Tracking error and synchronization error of double-container with different loads

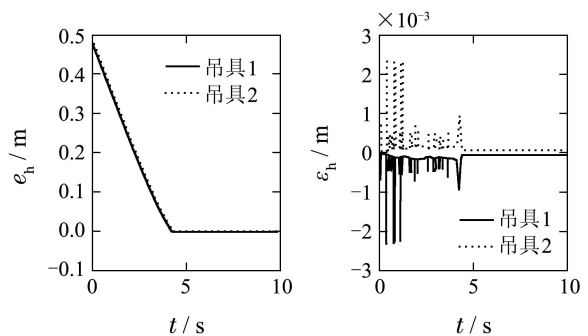


图 14 负载不同时双吊具的跟踪误差和同步误差  
Fig. 14 Tracking error and synchronization error of double-container with different load

目前,国内外针对桥吊双吊具势能负载同步协调控制研究的成果不多.文献[1]采用主从同步策略并结合传统滑模控制,针对外界干扰问题,取得了较好的初步同步控制仿真效果.相较而言,本文提出的双吊具同步控制策略同时抑制了内部和外部扰动,以及摩擦力扰动,有效的降低了滑模控制器的抖振现象,并在双吊具桥式吊车实验平台上实现了双吊具势能负载的同步控制,具有相应速度快、同步精度高、鲁棒性强、易于实现等特点.

## 7 结论(Conclusions)

本文首先设计了一种时变分层增量式滑模进行双吊具同步控制方法,能够使滑模面始终处于滑动状态,保证了系统响应一开始就对参数不确定性具有良好的鲁棒性.然后,采用了自适应补偿方法抑制了负载扰动、外界干扰以及摩擦力扰动等影响,保证了系统的良好跟踪性能和较高同步控制精度.此外,还采用一种新的防抖措施,有效地降低了控制器的抖振现象.文中分析了该控制方法的全局稳定性和收敛性.仿真研究和实验研究表明,该控制策略能够保证双吊具较好地跟踪到期望位置,并在保持较高的同步控制精度的同时,有效地抑制了内部和外部扰动,具有良好的鲁棒性.



## 参考文献(References):

- [1] 赖锡坤, 朱大奇, 顾伟. 基于滑模控制的双起升场桥双吊具同步控制 [J]. 控制工程, 2007, 14(S1): 145 – 147.  
(LAI Xikun, ZHU Daqi, GU Wei. Synchronization control of double container crane based on sliding modes control [J]. *Control Engineering of China*, 2007, 14(S1): 145 – 147.)
- [2] KOREN Y. Cross-coupled biaxial computer controls for manufacturing systems [J]. *Transactions of the ASME*, 1980, 102(4): 265 – 272.
- [3] PREZ-PINAL F J, CALADERON G, ARAUJO-VARGAS I. Relative coupling strategy [C] // *Proceedings of the 4th Electric Machines and Drives Conference*. Madison: IEEE, 2003, 2(6): 1162 – 1166.
- [4] SHIN Y T, CHEN C S, LEE A C. A novel cross-coupling control design for bi-axis motion [J]. *International Journal of Machine Tool & Manufacture*, 2002, 42(14): 1539 – 1548.
- [5] SUN D. Position synchronization of multiple motion axes with adaptive coupling control [J]. *Automatica*, 2003, 39(6): 997 – 1105.
- [6] CHENG M H. Adaptive robust control of tracking and synchronization for multi-axis motion system [C] // *Proceedings of the 2011 American Control Conference*. San Francisco: IEEE, 2011: 1 – 6.
- [7] LIN F J, CHOU P H, CHEN C S, et al. DSP-based cross-coupled synchronous control for dual linear motors via intelligent complementary sliding mode control [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2012, 59(2): 1061 – 1073.
- [8] MOORE P R, CHEN C M. Fuzzy logic coupling and synchronized control of multiple independent servo-drives [J]. *Control Engineering Practice*, 1995, 3(12): 1697 – 1708.
- [9] LI Y H, ZHENG Q, YANG L. Design of robust sliding mode control with disturbance observer for multi-axis coordinated traveling system [J]. *Computers and Mathematics with Applications*, 2012, 5(64): 759 – 765.
- [10] ZHAO D Z. Speed Synchronization of multiple induction motors with adjacent cross-coupling control [J]. *IET Control Theory and Application*, 2010, 4(1): 119 – 128.
- [11] 曹玲芝, 李春文, 牛超, 等. 基于相邻交叉耦合的多感应电机滑模同步控制 [J]. 电机与控制学报, 2008, 12(5): 586 – 592.  
(CAO Lingzhi, LI Chunwen, NIU Chao, et al. Synchronized sliding-mode control for multi-induction motors based on adjacent cross-coupling [J]. *Electric Machines and Control*, 2008, 12(5): 586 – 592.)
- [12] 管利明, 林建. 无轴单张纸输纸机的同步控制 [J]. 控制理论与应用, 2009, 5(26): 573 – 577.  
(GUAN Liming, LIN Jian. Synchronization control of sheet feeding machine of shaft-less drives [J]. *Control Theory & Applications*, 2009, 5(26): 573 – 577.)
- [13] CONG B L, LIU X D, CHEN Z. Disturbance observer based time-varying sliding mode control for uncertain mechanical system [J]. *Journal of Systems Engineering and Electronics*, 2012, 23(1): 108 – 118.
- [14] LO J C, KUO Y H. Decoupled fuzzy sliding-mode control [J]. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 1998, 6(3): 426 – 435.
- [15] CHEN C Y, CHENG M Y. Adaptive disturbance compensation and load torque estimation for speed control of a servomechanism [J]. *International Journal of Machine Tools & Manufacture*, 2012, 59(1): 6 – 15.
- [16] 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.
- [17] FREIDOVICH L, ROBERTSSON A, SHIRIAEV A, et al. LuGre-model-based friction compensation [J]. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2010, 18(1): 194 – 200.
- [18] KHALOOZADEH H, HOMAEINEJAD M R. Real-time regulated sliding mode controller design of multiple manipulator space free-flying robot [J]. *Mechanical Science and Technology*, 2010, 24(6): 1337 – 1351.
- [19] 李云林. 欠驱动非线性双吊具桥吊建模研究 [D]. 上海: 上海海事大学航运技术与控制工程交通部重点实验室, 2012: 34 – 36.  
(LI Yunlin. *Modeling and simulation of underactuated nonlinear double-container overhead crane* [D]. Shanghai: Key Laboratory of Maritime Technology and Control Engineering Ministry of Communications, 2012: 34 – 36.)
- [20] 刘博. 滑模变结构控制及其在桥式吊车防摇定位控制中的应用研究 [D]. 上海: 上海海事大学航运技术与控制工程交通部重点实验室, 2012: 33 – 37.  
(LIU Bo. *Sliding mode variable structure control and its application in anti-swing and positioning for overhead crane* [D]. Shanghai: Key Laboratory of Maritime Technology and Control Engineering Ministry of Communications, 2012: 33 – 37.)

## 作者简介:

徐攀 (1988–), 男, 博士研究生, 研究方向为多运动轴同步控制方法, E-mail: xpxjcj@gmail.com;

徐为民 (1966–), 男, 副教授, 硕士生导师, 从事控制理论与应用、复杂非线性系统控制、欠驱动机器人控制、自适应控制等方面的研究, E-mail: wmxu@shmtu.edu.cn;

褚建新 (1955–), 男, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为电气传动及自动化技术。