

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2209612

基于自抗扰控制的交联电缆悬垂控制系统*

张克兆¹ 史宏俊² 丁圆圆¹ 王敏¹ 朱其新³(1.中天科技海缆股份有限公司 南通 226000; 2.南京航空航天大学自动化学院 南京 211100;
3.苏州科技大学机械工程学院 苏州 215009)

摘要: 交联悬垂控制系统是一个非线性、时变、强耦合多干扰的复杂控制系统,为提高悬垂控制系统的抗干扰能力和鲁棒性。提出一种基于自抗扰的悬垂控制策略。文中分别针对下牵引交流异步电机的速度环、电流环以及磁链还进行自抗扰控制器的设计,通过所设计的自抗扰控制器有效地提高了系统的悬垂控制精度。考虑到悬垂控制系统是一个非线性时延系统,时延的存在一定程度上降低了系统的控制性能。本文将史密斯预估技术引入到自抗扰控制器的设计中,设计了一种基于史密斯预估器的输出预估自抗扰控制器,有效地降低了时延的影响,提高了系统的鲁棒性和抗干扰性能。文中最后给出了仿真分析,仿真结果验证了所设计的复合控制器的有效性。

关键词: 交联悬垂;自抗扰控制器;非线性;史密斯预估器;鲁棒性

中图分类号: TP272 文献标识码: A 国家标准学科分类代码: 510

Suspension control system for XLPE cables based on active disturbance rejection controller

Zhang Kezhao¹ Shi Hongjun² Ding Yuanyuan¹ Wang Min¹ Zhu Qixin³

(1. Zhongtian Technology Co., Ltd., Nantong 226000, China; 2. College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 211100, China; 3. School of Mechanical Engineering, Suzhou University of Science and Technology, Suzhou 215009, China)

Abstract: Cross-linked drape control system is a nonlinear, time-varying, strong coupling and multi disturbance complex control system. In order to improve the anti-interference ability and robustness of the suspension control system, this paper puts forward a suspension control strategy based on ADRC. The ADRC is designed for the speed loop, current loop and flux linkage of the caterpillar AC asynchronous motor, the designed ADRC effectively improves the suspension control accuracy of the system. Considering the existence of time delay, the control performance of the system is reduced to a certain extent, the Smith predictor technology is introduced into the design of ADRC. An output predictive ADRC based on smith predictor is designed, which effectively reduces the influence of time delay and improves the robustness and anti-interference performance of the system. Finally, the simulation analysis is given, and the results verify the effectiveness of the designed composite controller.

Keywords: cross linked drape; auto disturbance rejection controller; nonlinearity; smith predictor; robustness

0 引言

随着电力电缆技术的不断发展,世界各国加大了对XLPE悬链生产线装备技术的研究,针对交联悬链生产线的控制技术层出不穷,但其目标基本一致,即在保证系统可靠性的基础上尽可能提高电缆生产效率、质量以及可靠性^[1]。

XLPE悬链生产线控制系统的核心是悬垂位置的控

制,即通过控制技术保证电缆位置始终保持在硫化管道中间位置。目前,国内外普遍采用的基于电磁感应的悬垂控制方式,即通过导体切割磁感线原理完成导体位置检测。实际生产过程中由于上牵引皮带打滑,齿轮传动误差等因素影响,上下牵引不可能保持绝对同步,导致电缆偏离管道中心。因此,需要通过悬垂检测装置在线测量电缆的实际位置,并将位置偏差转化为同步补偿信号输入至下牵引,通过调节下牵引速度完成位置矫正。因此,XLPE悬链生

收稿日期:2022-04-14

* 基金项目:国家自然科学基金(51875380)项目资助

产线悬垂控制可以等效转化为下牵引的调速控制。尽管关于异步电机的调速控制技术经过了几十年的发展,但在交联电缆生产控制技术仍面对着巨大的挑战,这是由 XLPE 悬链生产线系统特性决定的。XLPE 悬链生产系统由氮气循环系统、管道水冷却系统,管道加热系统、变频调速系统组成。在实际生产中氮气压力的波动、管道水压的异常,管道加热系统的电磁干扰、变频器的谐波干扰使得悬垂控制系统变成一个大干扰、多变量、强耦合的复杂非线性系统。因此,一般很难建立悬垂控制系统(XCKS)的准确模型,这就给很多基于模型的设计算法带来了困难^[2-3]。

近年来,针对异步电机控制技术的研究受到广泛的重视,越来越多的先进控制策略被应用到异步电机控制领域。文献[4]将模糊控制与滑模控制技术相结合应用到交流异步电机的控制中,针对速度环和磁链还分别设计滑模 PI 复合控制器,在一定程度上提高了转速还速度跟踪和响应能力。文献[5]提出了一种将径向基函数(radial basis function, RBF)神经网络和分数阶滑模相结合的无速度传感器控制策略,有效地解决了系统在参数变化和外部干扰的影响下控制性能下降的问题。文献[6]设计了一种内模控制器,该控制器能够实现理想设定点的快速跟踪和干扰抑制,大大地提高了系统的稳定性和抗干扰能力。

滑模控制、神经网络控制、模糊控制以及自适应控制算法的实现大多需要经过复杂的数学推导完成系统建模,在实际工程应用中实施较为困难。而传统的 PID 控制算法往往采用基于简化的系统模型,过度依赖于控制对象的模型信息。由于交联悬垂系统的非线性、不确定性、多干扰的特性导致很难获取其准确的系统模型。因此,针对 XCKS 设计一种算法简单、抗干扰能力强、独立于系统数学模型的有效控制策略尤为重要。

自抗扰控制(ADRC)是针对控制系统存在的不确定性、扰动、非线性等问题而设计的一种新型控制算法。ADRC 由韩京清研究员于 1995 年首次提出^[7-8],到 2009 年得到了快速推广^[9-10]。ADRC 可以在不需要过多模型信息的情况下,将控制对象的内外扰动,系统的不确定性作为一种全新的状态,并通过估计和补偿的方式提高系统的动态特性。经过二十几年的发展,自抗扰技术日趋完善,被广泛应用到新能源、工业控制、绿色制造等领域^[11-12]。

目前,国内关于 XLPE 悬垂控制技术的研究相对较少,主要原因在于国内悬链生产线制造厂家多为中小型企业,技术实力相对薄弱。另外,由于缺乏雄厚的资金支持,技术研发实力不足,生产线大多延续了几十年前的设计思路,并未进行太多的创新与改进,最终导致国内悬链电缆生产技术发展缓慢。

本文主要对 XLPE 悬垂控制系统的控制策略进行研究,旨在改善电缆悬垂控制精度,减少电缆抖动现象,提高电缆品质。文中将自抗扰控制技术应用到电缆悬垂位置的调节控制中,将悬垂位置控制问题转化为下牵引异步电机

调速控制问题,分别研究了速度环、电流环和磁链还的控制特性。速度环是速度控制系统的核心部分,应具备良好的抗干扰能力,优异的动态响应速度,同时应具备较宽的速度调节范围。因此,速度环采用抗干扰能力强、不依赖于系统数学模型的自抗扰控制策略,可有效地提升大干扰复杂环境的速度控制性能。考虑到 XCKS 在实际运行过程中,受电力电子器件运算、传感器采集、数据传输延时等影响会产生一定时延,使之变成一个时延系统,最终导致悬垂系统控制性能下降,文中将自抗扰控制技术与史密斯预估技术相结合,针对速度环设计了一种输出预估自抗扰复合控制器(S-ADRC)。首先通过史密斯预估器对时延进行预估,并将预测结果反馈至 ADRC,进行主动补偿,从而消除时延的影响,提高时延影响下 ADRC 的控制效果。电流环和磁链还仍然采用传统的线性自抗扰控制策略,保证内环的稳定性。文章最后给出了仿真研究,并对比于传统的 ADRC 控制,对所设计的复合控制器进行验证。

1 交流异步电机数学模型

采用基于转子磁场定向矢量控制策略,三相交流异步电动机在 dq 坐标系下的数学模型可表示为一个简化的四阶非线性系统如下^[13-14]:

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = \frac{1}{\xi} u_{sd} - \alpha_1 i_{sd} + \alpha_2 \psi_{rd} + \omega_0 i_{sq} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = \frac{1}{\xi} u_{sq} - \alpha_1 i_{sq} - \frac{L_m}{\xi L_r} \psi_{rd} \omega_r - \omega_0 i_{sd} \\ \frac{d\psi_{rd}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \psi_{rd} \end{cases} \quad (1)$$

其中, $\alpha_2 = R_s L_m / (\xi L_r^2)$; $\alpha_1 = (R_s L_r^2 + R L_m^2) / (\xi L_r^2)$; $\alpha_3 = (n_p^2 L_m) / (J L_r)$; $\xi = L_s - L_m^2 / L_r$; $T_r = L_r / R_r$; u_{sd} , u_{sq} 表示定子侧 dq 坐标系下的电压分量; i_d , i_q 表示定子侧 dq 坐标系下的电流分量; R_s , R_r 分别表示定子和转子侧电阻; L_r 表示转子电感, L_m 表示定子转子间的等效电感; ψ_{rd} 表示 dq 坐标系下转子磁链; ω_0 表示同步角速度。

三相交流异步电机的电磁转矩方程可以表示如下:

$$T_e = n_p L_m \psi_{rd} i_{sq} / L_r \quad (2)$$

于是系统机械特性方程可表示为:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{n_p}{J} (T_e - T_L - B\omega) \quad (3)$$

其中, B 表示粘性摩擦系数; n_p 表示电机极对数; ω 表示电机转子转速; T_L 表示异步电机负载转矩; J 表示系统的转动惯量。

2 时延系统输出预估自抗扰控制器设计

随着控制理论的发展,针对时滞系统的研究得到了广泛地重视,越来越多控制技术被应用到时滞系统的控制过程,以提高系统的控制性能^[15-16]。其中,史密斯预估技术具有设计简单、算法简洁,效果良好等特点,被广泛地应用到

工业时延系统的处理过程。史密斯预估器可以通过模型变换将控制对象的时延部分进行抵消,从而按照常规控制系统进行处理,以提高系统的快速响应以及对输入信号的跟踪性能。

本文以如下模型为例,进行研究:

$$Q(s) = Q_r(s)e^{-\tau s} \quad (4)$$

其中, $Q(s)$ 表示包含时延环节的控制对象传递函数; $Q_r(s)$ 表示不考虑时延影响的控制对象传递函数; τ 表示系统的时延常数。图 1 给出了史密斯预估器系统结构图。

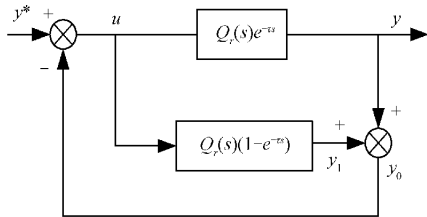


图 1 传统史密斯预估器的结构图

按照史密斯预估器的控制思想,为抵消系统时延的影响,保证控制器直接作用于控制对象无时延部分,可通过引入等效过程变量 y_0 , 将对象转化为无时延形式,其转换过程可表示如下:

$$y_0 = y + y_1 = Q_r(s)e^{-\tau s}u + Q_r(s)(1 - e^{-\tau s})u = Q_r(s)u \quad (5)$$

由式(5)可以发现,通过等效变换,系统控制输入 u 与等效过程变量 y_0 之间的传递函数不包含时延部分。假设时延常数足够小,则式(5)可进一步转换为:

$$y_0 = Q_r(s)u = Q_r(s)e^{-\tau s} \left(\frac{1}{e^{-\tau s}} \right) u = Q_r(s)e^{-\tau s} (1 + \frac{1 - e^{-\tau s}}{e^{-\tau s}}) u \approx (1 + \tau s)y = y + \tau s y = y + \tau \frac{dy}{dt} \quad (6)$$

式(6)表明,等效过程变量 y_0 由系统实际输出 y 加上其时间常数与输出的微分 $\tau s y$ 两部分组成。因此,在时延的处理环节,如何获取输出信号的微分部分,对保证系统的控制性能显得尤为重要。

对于时延系统,在经典的 PID 控制算法中,其微分信号可表示为如下具体形式:

$$y = \frac{s}{\tau s + 1} v = \frac{1}{\tau} (1 - \frac{s}{\tau s + 1}) v \quad (7)$$

对式(7)进行变换:

$$y(t) = \frac{1}{\tau} (v(t) - v(t - \tau)) \approx \dot{v}(t) \quad (8)$$

通过对式(8)分析,得出如下结论:假如 $v(t)$ 中含有噪声信号 $n(t)$, 那么经微分处理后, $n(t)$ 将被放大 $1/\tau$ 倍,因此,这种微分形式对噪声表现出较高的灵敏度。为了降低噪声灵敏度,本文在吸收文献[12]控制思想的基础上,得到如下微分形式:

$$\dot{v}(t) \approx \frac{v(t - \tau_1) - v(t - \tau_2)}{\tau_1 - \tau_2}, \quad \tau_2 > \tau_1 > 0 \quad (9)$$

通过时域变换,可得:

$$\omega_1(s) = \frac{s}{\tau_1 \tau_2 s^2 + (\tau_1 + \tau_2)s + 1} \quad (10)$$

因此,输出预估自抗扰控制器可按如下思路设计:首先,结合自抗扰控制器与史密斯预估器的设计原理,通过等效变换,消除控制输入 u 与等效过程变量 y_0 之间的时延时,使复合控制器的过程变量 y_0 与控制输入保持同步,然后基于处理后的中间过程变量 y_0 设计经典的线性自抗扰控制器。采用这种方式既可以消除时延的影响,提高系统快速响应特性,同时又保证了控制系统良好的动态特性和鲁棒性。

于是,本文设计的 S-ADRC 可描述如下:

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 - 2p(z_1 - y_0) + b_0 u \\ \dot{z}_2 = -p^2(z_1 - y_0) \\ u = k_p(y^* - z_1) - z_2/b_0 \end{cases} \quad (11)$$

其中, y_0^* 表示参考输出值; k_p 表示控制增益系数; p 表示 ESO 极点; z_1 表示过程中间变量 y_0 的估计值; z_2 表示控制系统总干扰估计值; b_0 表示 ESO 比例系数 b 的估计值。图 2 给出了 S-ADRC 的控制原理。

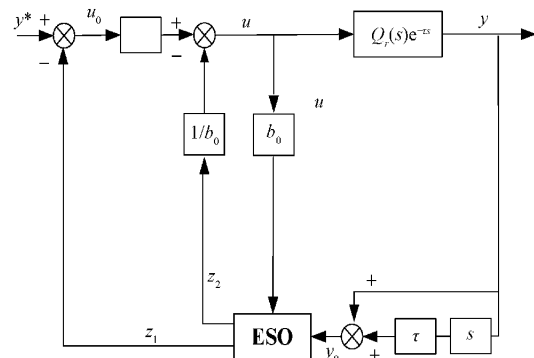


图 2 输出预估自抗扰控制器结构

3 速度环 S-ADRC 设计

交联悬垂时延控制系统结构可表示为图 3 所示。

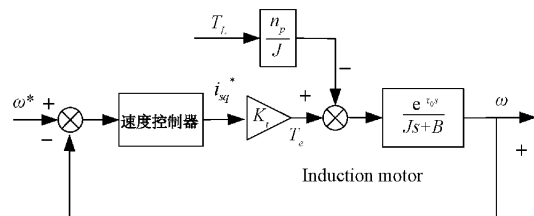


图 3 交联悬垂时延控制系统结构图

其中, $K_t = n_p^2 L_m \phi_{rd} / J L_r$; τ_0 表示时延常数; τ_0 主要包括电力电子器件计算延时,内部信号传输延时,传感器采集延时、机械传动延时等组成。

由式(5)可得,交流异步电机速度环动态特性为:

$$\frac{d\omega_r}{dt} = b_\omega i_{sq} - f_\omega(t) \quad (12)$$

其中, $b_\omega = \alpha_3 \psi_{rd}$; 表示速度环控制器增益; $f_\omega(t)$, 表示速度环扰动。

$$f_\omega(t) = T_l n_p / J \quad (13)$$

式(13)表明, 当外界负载和转动惯量随工况发生变化时 $f_\omega(t)$ 将随之改变, 最终影响系统的转速特性, 因此, 可将这种变化视作一种扰动, 并通过计 ESO 对 $f_\omega(t)$ 进行在线监测, 最终通过 ADRC 进行补偿。

于是, 速度环 S-ADRC 可以设计为:

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_{\omega 2} + b_\omega u_d + \beta_{\omega 1}(\omega_{r0} - z_{\omega 1}) \\ \dot{z}_2 = \beta_{\omega 2}(\omega_{r0} - z_{\omega 1}) \\ u_d(t) = k_d(\omega_{r0}^* - z_{\omega 1}) - z_{\omega 2}/b_\omega \end{cases} \quad (14)$$

其中, $\beta_{\omega 1}, \beta_{\omega 2}$ 表示控制器增益; $z_{\omega 1}$ 表示系统状态变量; $z_{\omega 2}$ 表示系统内外扰动估计值; u_d 为控制输入; $\omega_{r0} = \omega_r + \tau \dot{\omega}_r$; ω_r 表示电机的实际角速度。

4 d 轴电流环 ADRC 设计

对于 d 轴电流环的控制, 采用经典的线性 ADRC, 由式(1)可知 d 轴电流环数学模型可表示如下:

$$\dot{i}_{sd} = -\alpha_1 i_{sd} + b_d u_{sd} + f_d(t) \quad (15)$$

其中, $b_d = 1/\xi$, 表示电流控制器增益; $f_d(t)$ 表示 d 轴电流环扰动; $f_d(t)$ 可表示如下:

$$f_d(t) = R L_m \psi_{rd} / (\xi L_r^2) + \omega_0 i_{sq} \quad (16)$$

式(16)表明, 扰动 $f_d(t)$ 主要来自定子和转子磁链与电阻的变化、电感参数的摄动以及电机角速度的变化引起的扰动。这些参数摄动和耦合项直接影响电流环控制性能。因此, 可通过 LADRC 进行估计补偿, 具体可设计如下:

$$\begin{cases} \dot{z}_{d1} = z_{d2} + b_d u_d + \beta_{d1}(i_d - z_{d1}) \\ \dot{z}_{d2} = \beta_{d2}(i_d - z_{d1}) \\ u_d(t) = k_d(i_d^* - z_{d1}) - z_{d2}/b_d \end{cases} \quad (17)$$

其中, β_{d1}, β_{d2} 表示控制器增益系数; z_{d1} 表示系统状态变量; z_{d2} 表示系统内外扰动估计值; k_d 为 d 轴电流环控制器比例因数; $u_d(t)$ 为控制输入。

5 q 轴电流环 ADRC 设计

对于 q 轴电流环的控制, 同样采用经典的线性 ADRC, 根据式(1)可得:

$$\dot{i}_{sq} = -\alpha_1 i_{sq} + b_q u_{sq} + f_q(t) \quad (18)$$

其中, $b_q = 1/\xi$, 表示电流控制器增益; $f_q(t)$ 表示 q 轴电流环扰动, $f_q(t)$ 可表示如下:

$$f_q(t) = -L_m \psi_{rd} \omega_r / (\xi L_r) - \omega_0 i_{sd} \quad (19)$$

由式(19)可以发现, 随着工况的变化, 电机转子磁链、定子转子电感以及电机角速度都可能发生变化, 这些变化都可以当作扰动 $f_q(t)$ 处理。于是 q 轴电流环 ADRC 可以

设计为:

$$\begin{cases} \dot{z}_{q1} = z_{q2} + b_q u_q + \beta_{q1}(i_q - z_{q1}) \\ \dot{z}_{q2} = \beta_{q2}(i_q - z_{q1}) \\ u_q(t) = k_d(i_q^* - z_{q1}) - z_{q2}/b_q \end{cases} \quad (20)$$

其中, β_{q1}, β_{q2} 表示控制器增益系数; z_{q1} 表示系统状态变量; z_{q2} 表示 q 轴电流环内外扰动估计值; k_d 为控制器比例因数; $u_q(t)$ 为控制输入。

6 磁链环 ADRC 设计

由式(1)可知, 磁链环的数学模型为:

$$\frac{d\psi_{rd}}{dt} = b_\psi i_{sd} - \frac{1}{T_r} \psi_{rd} \quad (21)$$

其中, $b_\psi = L_m / T_r$, 表示磁链环控制器增益; $f_\psi(t)$ 表示磁链环扰动具体表示如下:

$$f_\psi(t) = -\psi_{rd} / T_r \quad (22)$$

式(22)表明, $f_\psi(t)$ 主要包括转子磁链、转子电阻以及转子电感 3 个参数摄动引起的扰动。于是磁链环 LADRC 可设计如下:

$$\begin{cases} \dot{z}_{\psi 1} = z_{\psi 2} + b_\psi u_\psi + \beta_{\psi 1}(\psi_{rd} - z_{\psi 1}) \\ \dot{z}_{\psi 2} = \beta_{\psi 2}(\psi_{rd} - z_{\psi 1}) \\ u_\psi(t) = k_d(\psi_{rd}^* - z_{\psi 1}) - z_{\psi 2}/b_\psi \end{cases} \quad (23)$$

其中, $\beta_{\psi 1}, \beta_{\psi 2}$ 表示控制器增益系数; $z_{\psi 1}$ 表示系统状态变量; $z_{\psi 2}$ 表示磁链环扰动估计值; k_d 为电流环控制器比例因数; $u_\psi(t)$ 为控制输入。图 4 给出了本文设计的基于自抗扰复合控制器的交联悬垂控制系统结构图。如图 4 所示, 速度环采用基于史密斯的 S-ADRC 控制, 电流环和磁链环均采用线性的 ADRC 控制。

7 系统的仿真与分析

7.1 建模仿真

为了验证所提出的 S-ADRC 控制策略的效果, 本文采用 MATLAB/SIMULINK 对所设计的控制器进行仿真模拟。在悬链生产线生产过程中, 由于管道水汽平衡系统压力的突变、牵引皮带打滑、辅助牵引异动、龙门收线张力突变等原因会导致悬垂位置突然升高、下降甚至是连续抖动。为满足生产需要, 有时现场操作人员会根据实际情况主动对悬垂位置进行校正。本文在充分悬垂系统特性的情况下, 分别模拟了悬垂位置拉升, 悬垂位置拉低, 悬垂抖动、以及突加负载和突减负载五种工况下系统的动态特性, 并分别与经典的 ADRC 进行对比, 研究了五种工况下 S-ADRC 的控制性能。仿真采用的交流异步电机参数为如表 1 所示。

1) 悬垂位置拉升瞬间仿真研究

悬垂位置拉升仿真主要用来模拟生产过程中由于系统异常导致的悬垂突然上升的工况。当悬垂位置突然偏离中心升高时, 悬垂控制器会给出调节信号控制下牵引减速甚至反转, 达到将悬垂拉至中心位置的目的。图 5、6 给出了

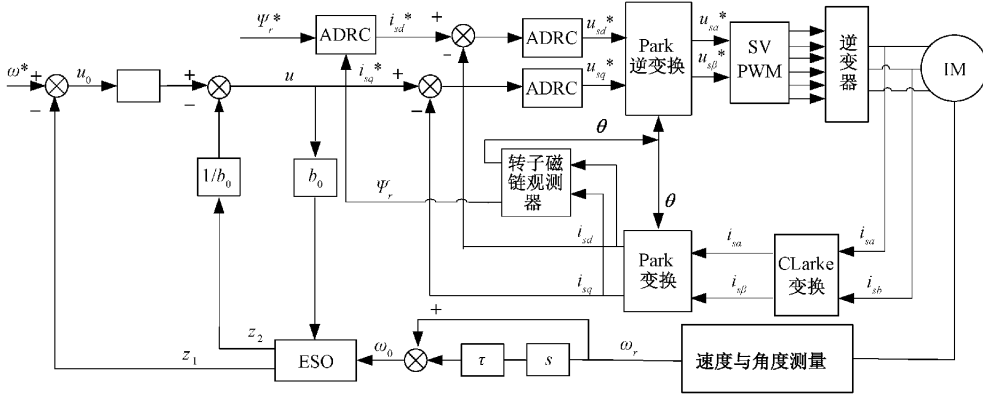


图 4 基于自抗扰控制器的交联悬垂控制系统结构图

表 1 仿真参数

参数	数值
转动惯量/(kg·m ²)	1.9×10 ⁻¹
电机功率/kW	3.7
定子电感/H	1×10 ⁻²
定子转子间的等效电感/H	6.9×10 ⁻²
极对数	2
粘性摩擦系数/(N·m·s)	5.7×10 ⁻³
转子电感/H	2×10 ⁻³
转子电阻/Ω	8.16×10 ⁻¹

悬垂位置拉升瞬间两种控制算法(ADRC 与 S-ADRC)下牵引转速跟踪与控制量响应对比曲线。假设在 0.2 s 时悬垂位置突然升高,此时悬垂控制输出的下牵引辅助给定速度由 50 rad/s 下降至 0 rad/s。表 2 给出了悬垂位置拉升瞬间控制效果对比参数。

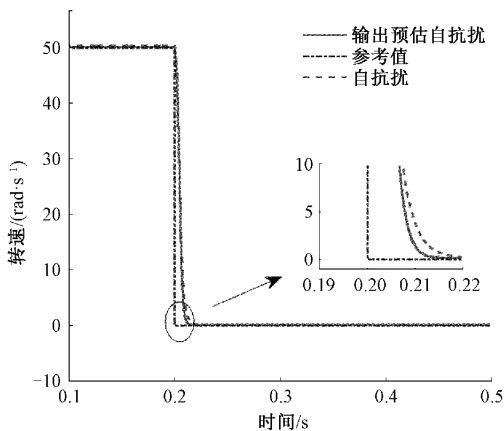


图 5 悬垂位置拉升瞬间下牵引辅助速度响应

如图 5 和表 2 所示,基于 ADRC 的控制系统在悬垂位置拉升后(0.2 s 时)恢复稳定的时间为 0.22 s,而基于 S-ADRC 的控制系统在悬垂位置拉升后(0.2 s 时)恢复稳定的时间为 0.213 s,明显快于基于 ADRC 的系统。另外,

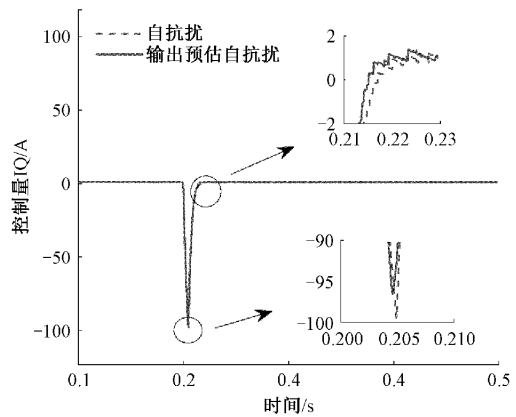


图 6 悬垂位置拉升瞬间下牵引辅助控制量响应

表 2 悬垂位置拉升瞬间控制效果对比

控制策略	稳定时间/s	IQ 最大值/A	工况
ADRC	0.22	-99	悬垂拉升
S-ADRC	0.213	-97	悬垂拉升

两种算法下系统的超调量几乎为零。如图 6 和表格 2 所示,基于 ADRC 和 S-ADRC 的控制系统在悬垂位置拉升后(0.2 s 时)控制量 IQ 的最大值分别为 -97 A 和 -99 A,采用 S-ADRC 控制策略的控制量 IQ 幅值小于采用 ADRC 的 IQ 幅值。在 IQ 恢复稳定的过程(0.2~0.22 s),采用基于 S-ADRC 的系统的 IQ 幅值明显小于采用基于 ADRC 系统的 IQ 幅值。

2) 悬垂位置拉低瞬间仿真研究

当悬垂位置突然变低时,悬垂控制器会给出辅助调节信号控制下牵引加速运行,达到将悬垂拉至中心位置的目的。图 7、8 给出了悬垂位置拉低仿真曲线。如图 7 所示,在 0.2 s 处,悬垂控制器给出拉低信号,下牵引辅助速度给定信号由 0 rad/s 上升至 50 rad/s。表 3 给出了悬垂位置拉低瞬间控制效果对比参数。

如图 7 和表 3 所示,基于 ADRC 的控制系统在悬垂位置拉低后(0.2 s 时)恢复稳定的时间为 0.22 s,而基于 S-ADRC 的控制系统在悬垂位置拉升后(0.2 s 时)恢复稳

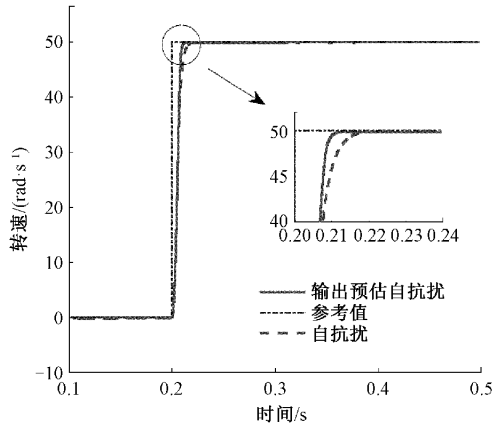


图 7 悬垂位置拉低瞬间下牵引速度响应

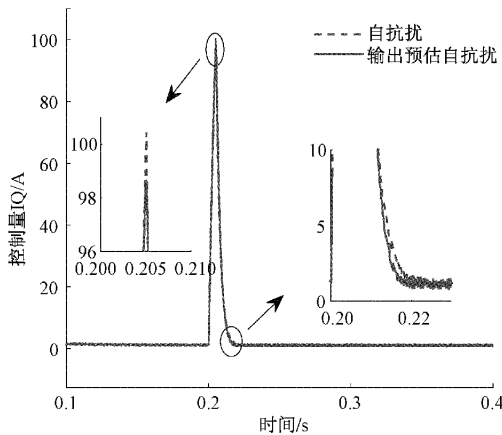


图 8 悬垂位置拉低瞬间下牵引控制量响应

表 3 悬垂位置拉低瞬间控制效果对比

控制策略	稳定时间/s	IQ 最大值/A	工况
ADRC	0.22	-100.5	悬垂拉低
S-ADRC	0.213	-98.7	悬垂拉低

定的时间为 0.213 s,明显快于基于 ADRC 的系统。另外,两种算法下系统的超调量均接近零值。如图 8 和表 3 所示,基于 ADRC 和 S-ADRC 的控制系统在悬垂位置拉低后(0.2 s 时)控制量 IQ 的最大值分别为 100.5 A 和 98.7 A,采用 S-ADRC 控制策略的控制量 IQ 幅值小于采用 ADRC 的 IQ 幅值。在 IQ 恢复稳定的过程(0.2~0.22 s),采用基于 S-ADRC 的系统的 IQ 幅值明显小于采用基于 ADRC 系统的 IQ 幅值。

3) 悬垂抖动过程仿真研究

在实际生产过程管道压力的波动,水汽平衡系统的异常变化、上下牵引的同步误差与摩擦阻力以及来自外界的环境干扰可能导致悬垂异常抖动。此时需要悬垂控制器根据变化的位置信号及时调整下牵引转速,从而保证电缆始终在管道的中心位置。此处,采用一组方波来模拟悬垂抖动工况。图 9、10 给出了悬垂抖动瞬间两种控制算法

(ADRC 与 S-ADRC)下牵引转速跟踪与控制量响应对比曲线。设悬垂抖动时下牵引辅助调节信号在 0 rad/s 至 20 rad/s 之间波动。表 4 给出了悬垂抖动过程控制效果对比参数。

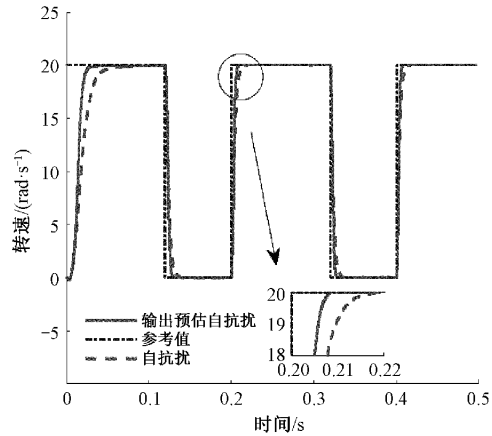


图 9 悬垂抖动过程下牵引速度响应

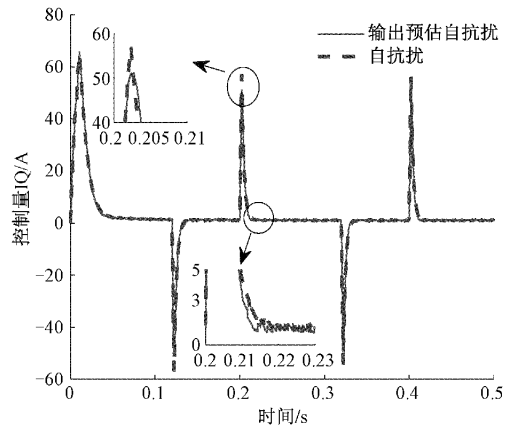


图 10 悬垂抖动过程下牵引速度控制量响应

表 4 悬垂抖动过程控制效果对比

控制策略	稳定时间/s	IQ 最大值/A	工况
ADRC	0.216	58	悬垂抖动
S-ADRC	0.207	50	悬垂抖动

如图 9 和表 4 所示,基于 ADRC 的控制系统在悬垂位置抖动时(以 0.2 s 为例),恢复稳定的时间为 0.216 s,而基于 S-ADRC 的控制系统在悬垂位置抖动时(以 0.2 s 为例),恢复稳定的时间为 0.207 s,明显快于基于 ADRC 的系统。另外,两种算法下系统的超调量几乎为 0。如图 10 和表 4 所示,基于 ADRC 和 S-ADRC 的控制系统在悬垂位置抖动时(以 0.2 s 为例),控制量 IQ 幅值的最大值分别为 58 A 和 50 A。在 IQ 恢复稳定的期间(0.2~0.22 s),采用 S-ADRC 系统的 IQ 幅值明显小于采用 ADRC 系统的 IQ 幅值。

4) 突加负载与突减负载仿真研究

在悬链的生产过程中,牵引皮带夹紧气压的波动,可

能导致上下牵引皮带摩擦力突变,同时收线龙门的异常绷紧以及储线器储线过程张力的变化都有可能导导致导体、电缆张力波动,从而导致牵引负载瞬间增加或减小。图 11 给出了下牵引突加负载的仿真实验(在 0.2~0.3 s 之间下牵引负载由 2 N·m 增加至 10 N·m)。图 12 仿真曲线模拟了下牵引转速负载突然减小的工况(在 0.2 s 至 0.3 s 之间下牵引负载由 10 N·m 降至 2 N·m)。表 5 给出了负载突变过程控制效果对比参数。

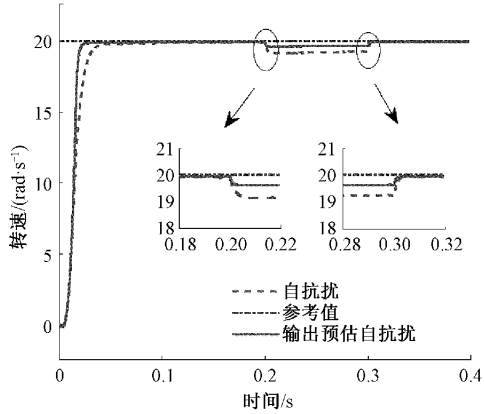


图 11 突加负载过程悬垂位置速度响应

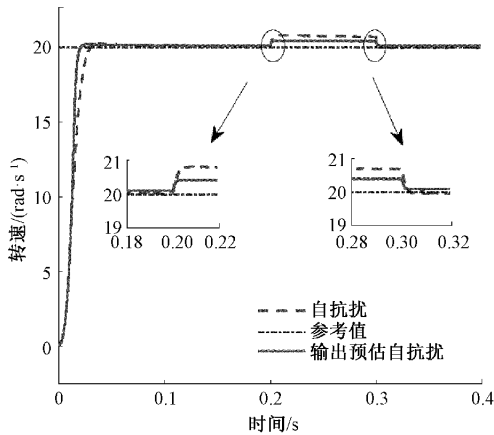


图 12 突减负载过程悬垂位置速度响应

表 5 负载突变过程控制效果对比

控制策略	ω 跌落值/($\text{rad}\cdot\text{s}^{-1}$)	工况
ADRC	19	突加负载
S-ADRC	19.5	突加负载
ADRC	20.8	突减负载
S-ADRC	20.4	突减负载

如图 10 和表 5 所示,基于 ADRC 和 S-ADRC 的控制系统在突加负载过程(0.2~0.3 s)转速分别由 20 rad/s 跌落至 19 rad/s 和 19.59 rad/s。而在突减负载过程(0.2~0.3 s),如图 11 和表 5 所示,基于 ADRC 和 S-ADRC 的控制系统在负载突减过程转速分别由 20 rad/s 上升至

20.8 rad/s 和 20.4 rad/s。显然,采用 S-ADRC 的控制策略可以有效降低负载变化对转速的波动影响,提高系统的鲁棒性。

7.2 仿真分析

转速响应仿真曲线和突加、突减负载仿真曲线表明(如图 5、7、9、11、12):在悬垂位置保持恒定或变化缓慢的时候,ADRC 与 S-ADRC 均表现出良好的控制性能。在悬垂位置突然拉高、拉低或者抖动时,S-ADRC 表现出更好的控制性能:S-ADRC 具有更小的超调以及更短的调节时间,更快的动态响应特性且抗干扰能力更强。这是因为在悬垂位置保持不变或缓变的情况下,ESO 本身能够对缓变的系统扰动进行精确的动态估计补偿。然而,当生产线工况发生变化时(气压波动、水压突变,张力变化等),系统动态随机性增强,扰动随着增加,加上传感器测量滞后、数据传输延时、参数时变得影响,系统表现出较强的非线性与不确定性,系统模型发生变化。模型的不确定性以及时延的影响,使 ESO 本身对传统扰动的估计压力增加,估计精度下降。而 S-ADRC 可以通过史密斯预估器对系统的状态参数进行实时预估,然后通过等效补偿的方式消除时延的影响,提高系统快速响应特性,使得系统跟踪性能更好,同时又保证了控制系统具备良好的动态特性和鲁棒性。

控制量响应对比曲线表明(如图 6、8、10):当悬垂位置发生突变或者抖动时,采用 S-ADRC 控制策略的控制量更小更平缓,从而使得 S-ADRC 控制下的转速跟踪更快,这表明采用 S-ADRC 的控制系统具有更好的鲁棒性和抗干扰能力。

8 结 论

本文重点研究了交联悬垂系统的控制问题,将自抗扰技术应用到悬垂系统的调节控制过程。文中分别针对速度环电流环、磁链还进行了自抗扰控制器的设计,有效地提高了悬垂系统的抗干扰能力。文中针对系统存在的时延问题进行了研究分析,设计了一种基于史密斯预估器的输入预估自抗扰复合控制器(S-ADRC),通过对转速环的 S-ADRC 设计,有效的抑制系统时延对悬垂位置的影响,提高系统的鲁棒性和抗干扰性能。

参考文献

[1] 王国忠,蔡海荣. 悬链式交联生产线抖动排查探讨[J]. 电线电缆,2021,64(6):40-47.
 [2] 乔君丰. 用于电缆生产设备的数字式悬垂系统的研制[D]. 吉林:吉林大学,2021.
 [3] 毕云松. 交联电缆生产线远程在线监造系统研究与设计[D]. 上海:东华大学,2017.
 [4] SOUKAINA E L, LOUBNA L K. Sensorless fuzzy direct torque control of induction motor with sliding mode speed controller[J]. Computers and Electrical Engineering,2021,96:1-17.

- [5] YANG Z B, DING W. Speed sensorless control of a bearingless induction motor with combined neural network and fractional sliding mode [J]. *Mechatronics*, 2022, 82:1-9.
- [6] PONMANIA C, RAJARAMB M. Compensation strategy of matrix converter fed induction motor drive under input voltage and load disturbances using internal model control[J]. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 2013, 44(1): 43-51.
- [7] 焦环宇,王春阳,赵锦楠. 四旋翼无人机串级自抗扰控制及参数优化方法[J]. *国外电子测量技术*, 2021, 40(11):35-40.
- [8] GAO Z Q. On the centrality of disturbance rejection in automatic control[J]. *ISA Transactions*, 2014, 56(3): 850-857.
- [9] 董哲,刘毅力,朱伟,等. 基于 ADRC 和模糊虚拟电阻的双馈水电转子侧变流器研究设计[J]. *国外电子测量技术*, 2021, 40(11):148-154.
- [10] MADONSKI R, KORDASZ M, SAUER P. Application of a disturbance rejection controller for robotic enhanced limb rehabilitation trainings[J]. *ISA Transactions*, 2014, 53(1):899-908.
- [11] 姚芳,赵晓鹏,吴正斌,等. 一种基于自抗扰控制的电子差速控制策略研究[J]. *仪器仪表学报*, 2021, 42(3): 177-191.
- [12] YANG Z B, LU C L. Study on active disturbance rejection control of a bearingless induction motor based on an improved particle swarm optimization-genetic algorithm[J]. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2021, 7(2):694-705.
- [13] YAN L, SONG X. Design and implementation of luenberger model-based predictive torque control of induction machine for robustness improvement[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2020, 35(3):2257-2262.
- [14] LU Z, ZHANG R, HU L, et al. Model predictive control of induction motor based on amplitude-phase motion equation[J]. *IET Power Electronics*, 2019, 12(9):2400-2406.
- [15] 王亚锋,安坤,孟江. 基于 RBF 神经网络的迟滞非线性模型预测控制[J]. *电子测量技术*, 2021, 44(23): 42-47.
- [16] 李帅永,毛维培,程振华,等. 基于广义互相关的供水管道泄漏振动信号时延估计器性能研究[J]. *电子测量与仪器学报*, 2021, 35(2):202-211.

作者简介

张克兆,硕士研究生,主要从事复杂机电系统主动抗干扰控制研究。

E-mail: zhang_kezhao@163.com

史宏俊,博士研究生,主要从事电机控制,智能算法控制等研究。

E-mail: shihongjun123@foxmail.com