

基于自抗扰的高速列车升力翼攻角 驱动系统同步控制^{*}

成 庶¹, 刘 翾¹, 王成强², 周瑞睿¹, 向超群¹

(1. 中南大学 交通运输工程学院 轨道交通与电力牵引技术研究所, 湖南 长沙 410075;

2. 中车长春轨道客车股份有限公司, 吉林 长春 130062)

摘 要: 针对高速列车升力翼中双电机协同控制攻角高精度控制的问题, 提出了一种基于改进型自抗扰控制器的新型控制策略。该策略改进位置环, 并将交叉耦合结构中的位置误差反馈至电流环, 实现高精度控制, 从而解决高速列车升力翼系统在实际应用中存在的滞后性以及抗干扰能力弱等问题。通过 MATLAB/Simulink 仿真验证该方法的快速响应能力、抗干扰能力以及电机同步效果。仿真结果表明, 在给予不同负载扰动的前提下, 该方法能够极大地提升系统的响应速度, 且抗干扰能力与同步效果优异, 能够帮助高速列车升力翼实现高精度的攻角变换。

关键词: 升力翼; 自抗扰; 同步控制; 控制性能

中图分类号: TM301.2 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2023)06-0001-07

doi: 10.12177/emca.2023.059

Synchronous Control of High-Speed Train Lift Wing Angle of Attack Drive System Based on Active Disturbance Rejection^{*}

CHENG Shu¹, LIU Xuan¹, WANG Chengqiang², ZHOU Ruirui¹, XIANG Chaoqun¹

(1. Institute of Rail Transit and Electric Traction Technology, School of Traffic and
Transportation Engineering, Central South University, Changsha 410075, China;

2. CRRC Changchun Railway Vehicles Co., Ltd., Changchun 130062, China)

Abstract: Aiming at the problem of high-precision control of the angle of attack controlled by dual motors in the lift wing of high-speed train, a new control strategy based on an improved active disturbance rejection controller is proposed. This strategy improves the position loop and feeds the position error in the cross-coupling structure back to the current loop to achieve high-precision control, so as to solve the problems of hysteresis and weak anti-disturbance ability of the high-speed train lift wing system in practice. The fast response ability, anti-disturbance ability and motor synchronization effect of this method are verified by MATLAB/Simulink simulation. The simulation results show that under the condition of different load disturbances, this method can greatly improve the response speed of the system, and its anti-disturbance ability and synchronization effect are excellent, which can help high-speed train lift wing achieve the high-precision angle of attack transformation.

Key words: lift wing; active disturbance rejection; synchronization control; control performance

收稿日期: 2022-12-26; 收到修改稿日期: 2023-03-07

^{*} 基金项目: 国家重点研发计划(2020YFA0710904-05)

作者简介: 成 庶(1981—), 男, 教授, 博导, 研究方向为故障诊断技术、电力牵引与传动控制。

向超群(1988—), 男, 博士, 副教授, 研究方向为牵引变流与传动控制。

0 引言

高速列车升力翼是为列车提速并减小轴质量而设计出的一种新型机构,可以通过控制其攻角的变化给列车提供升力。升力翼结构分为三个部分:升降及攻角转换部分、底部旋转部分、翼尾收缩部分。其升降及攻角转换部分由双电机同步控制的电动推杆组成。由于攻角控制的精度要求较高以及系统带给电动推杆的载荷会实时变化,内外扰动因素较多,所以对双电机同步控制精度以及抗干扰能力要求较高。

多电机同步控制技术在早期以机械联结为主,比如利用传动杆、齿轮啮合将多个电机联结起来,但是系统的内外扰动因素过多,鲁棒性很差。之后提出了主令控制、主从控制^[1]、协同控制、虚拟主轴控制^[2-3]等控制方法以及很适用于双电机控制的交叉耦合控制。各类控制方法均能很好地提升系统的稳定性。针对多电机同步运动系统中存在的内外扰动问题,文献[4]提出的自抗扰控制(ADRC)具有较好的解决效果。文献[5]将改进型速度补偿器引入二阶线性自抗扰偏差耦合控制结构中,有效提升了系统精度。文献[6]将交叉耦合中的误差反馈至ADRC中的位置环,有效提升了系统的响应速度以及鲁棒性。文献[7]将双电机电流环误差通过交叉耦合反馈至速度环与位置环,得出了反馈至速度环系统控制效果更好的结论。文献[8]针对偏差耦合结构设计了新型速度补偿器并补偿于自基准超前ADRC中,大幅提升了系统在高频噪声条件下的响应能力与抗扰能力。文献[9-11]针对非线性自抗扰中的参数难整定问题,引入了模糊神经网络和径向基函数(RBF)神经网络来对参数进行自适应调整,实现了系统的动态补偿。文献[12]考虑到多电机同步运行时电机参数会随温度发生变化,使用模型参考自适应算法对ADRC参数进行在线修正,提高了系统转速同步控制性能。文献[13]设计了利用自抗扰补偿器对电机进行电流补偿的环形耦合结构,降低了多电机系统的同步误差。文献[14]在ADRC中引入了张力环,并以速度与张力的耦合影响当作系统总扰动,提升了三电机同步控制系统的鲁棒性与动稳态性能。文献[15]将积分滑模控制(ISMC)与ADRC应用于交叉耦合

结构中,实现了控制器的高鲁棒性与高精度。文献[16]在自抗扰结构的基础上,使用二阶广义积分器实现多电机无速度传感器控制,改善了系统的协同性与抗扰能力。

本文以升力翼攻角转换装置控制为研究对象,将交叉耦合结构应用于改进后的伺服电机自抗扰双环位置控制中,将位置误差通过交叉耦合反馈至电流环,以提升系统的抗干扰能力及响应速度,解决系统的同步控制问题,实现攻角的顺利转换。

1 升力翼升降与攻角控制装置设计

升力翼升降部分的功能包括升力翼的整体升降以及通过电机驱动电动推杆进行反向同步运动形成角度差,以其作为升力翼的攻角,其结构如图1所示。因此,两电机需要做到先同时正向旋转相同角度,驱动电动推杆同步升起。然后根据系统输入攻角,计算得到两电动推杆需要上升/下降的高度,再由两电机分别正向/反向旋转一定角度驱动电动推杆上升/下降。其运行示意图如图2和图3所示。

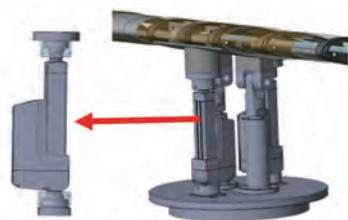


图1 升力翼升降及攻角转换部分

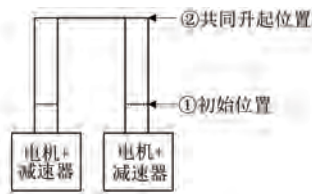


图2 升起过程示意图

其中:

$$\begin{cases} \Delta h_1 = \Delta h_2 \\ \Delta h_1 = \frac{d \cdot \tan \theta}{2} \end{cases} \quad (1)$$

式中: Δh_1 、 Δh_2 分别为两电动推杆需要升起/降落的高度; θ 为系统给定攻角; d 为两推杆之间的

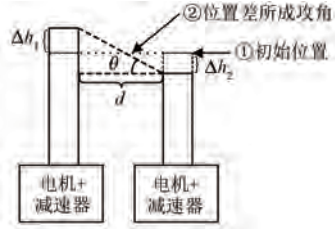


图3 攻角转换示意图

横向距离。

通过输入攻角 θ 得到电动推杆的升起/降落距离,并通过减速器传至电机,得到两电机所转弧度 $\Delta\theta_1, \Delta\theta_2$,最终将其作为电机位置控制的输入。

2 控制系统建模

2.1 永磁同步电机模型

本系统对攻角控制的精度要求较高,且永磁同步电机(PMSM)具有效率高、精度高、响应快和成本低等优点,广泛应用于工业领域。因此,本文以PMSM作为驱动电机进行研究。首先建立PMSM的数学模型,公式为

$$\begin{cases} L_d \frac{di_d}{dt} = U_d - R_s \cdot i_d + L_q i_d \omega_e \\ L_q \frac{di_q}{dt} = U_q - R_s \cdot i_q - (L_d i_d + \psi_f) \omega_e \end{cases} \quad (2)$$

式中: L_d, L_q 分别为 d, q 轴电感的估计值; i_d, i_q 分别为 d, q 轴电流; U_d, U_q 分别为 d, q 轴电压; R_s 为电机的定子电阻; ψ_f 为电机转子永磁磁链; ω_e 为电机转子转速。

图4为PMSM的直流模型。图4中, i_q^* 为电流输入, $G(s)$ 为电流环控制器。对于表贴式PMSM, $L = L_d = L_q, K_t = p_0 \psi_f$, 为电磁力矩系数, T_L 为负载转矩, J 为等效总转动惯量, B 为黏滞阻尼系数。

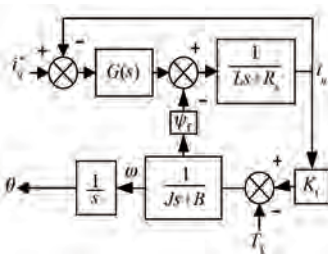


图4 PMSM 直流模型

本文选用的电机控制方法为位置-电流双环

线性自抗扰控制(LADRC)。与传统的三环控制相比,双环LADRC在保证位置控制精度的同时,将速度环与位置环集成为LADRC位置环,可极大减少控制参数的整定量,同时能提高系统的抗干扰能力与响应速度。

2.2 LADRC 控制器设计

传统ADRC在参数整定方面比较困难,需要整定的参数较多。文献[4]在深度研究自抗扰技术后提出的LADRC,具有很好的鲁棒性以及各类系统的适应性,并且其参数整定也较为简单。其结构主要包含线性状态误差反馈控制律(LSEF)和线性扩张状态观测器(LESO)两部分,其结构如图5所示。

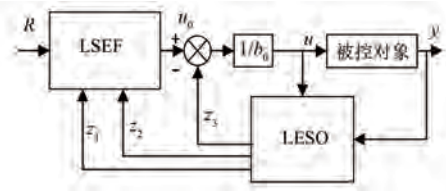


图5 LADRC 结构

一般来说,可将某个系统被控对象的微分方程写为

$$\ddot{y} = -a_1 \dot{y} + f_1 + b_0 u \quad (3)$$

式中: u, y, f_1 分别为系统的输入、输出、扰动项; a_1 和 b_0 分别为二阶系统微分方程中设定的参数。

如将系统的总扰动设定为

$$f(\dot{y}, f_1, t) = -a_1 \dot{y} + f_1 \quad (4)$$

式中: t 为时间。

式(3)则变为

$$\ddot{y} = f(\dot{y}, f_1, t) + b_0 u \quad (5)$$

通过设置以下状态变量: $x_1 = y, x_2 = \dot{y}, x_3 = f(\dot{y}, f_1, t)$, 可得如下连续扩张状态空间方程:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = x_3 + b_0 u \\ \dot{x}_3 = f(\dot{y}, f_1, t) \\ y = x_1 \end{cases} \quad (6)$$

其对应的LESO为

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 - \beta_1(z_1 - y) \\ \dot{z}_2 = z_3 - \beta_2(z_1 - y) + b_0 u \\ \dot{z}_3 = -\beta_3(z_1 - y) \end{cases} \quad (7)$$

式中: $\beta_1, \beta_2, \beta_3$ 分别为观测器增益; z_1, z_2, z_3 分别为 LESO 的观测值。

本系统中 LESF 采用线性 PD 控制器:

$$u_0 = k_p(R - z_1) - k_d z_2 \quad (8)$$

式中: R 为输入值; k_p 和 k_d 分别为 PD 控制器中的比例和微分系数。

根据以上结构对本系统双环控制中的电流环与位置环控制器进行设计。

2.2.1 电流环线性自抗扰控制器设计

因 q 轴电流为转矩电流分量, 本文将以其为例设计电流环自抗扰控制器, d 轴电流控制器设计思路参照 q 轴即可。 q 轴电流环微分方程如下:

$$\frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} i_q + \frac{1}{L_q} u_q - \frac{\omega_e \psi_f}{L_q} \quad (9)$$

根据上式设计电流环一阶线性自抗扰控制器。根据式(3)的结构, 将上式改写为

$$\frac{di_q}{dt} = f_c + b_c u_q \quad (10)$$

式中: $b_c = 1/L_q$; f_c 为电流环总扰动, 如下式所示:

$$f_c = -\frac{R_s}{L_q} i_q + \frac{1}{L_q} u_q - \frac{\omega_e \psi_f}{L_q} - b_c u_q \quad (11)$$

设计电流环二阶 LESO 来对电流环总扰动 f_c 进行观测, 方程如下所示:

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = \beta_1(i_q - z_1) + z_2 + b_c u_q \\ \dot{z}_2 = \beta_2(i_q - z_1) \end{cases} \quad (12)$$

式中: $\dot{z}_1$ 和 $\dot{z}_2$ 分别为 i_q 和 f_c 观测的值。

根据 LADRC 中的极点配置法^[17-18], 由上式可得电流环特征方程:

$$\lambda_0(s) = s^2 + \beta_1 s + \beta_2 = (s + \omega_0)^2 \quad (13)$$

式中: ω_0 为观测器带宽。

从而可得电流环 LESO 增益:

$$\begin{cases} \beta_1 = 2\omega_0 \\ \beta_2 = \omega_0^2 \end{cases} \quad (14)$$

设计 LESF 时, 使用比例控制结构, 其中增益取 $k_p = w_c$, w_c 为控制器带宽。控制律 u_0 和控制量 u_q 的表达式如下:

$$\begin{cases} u_0 = k_p(i_q^* - z_1) \\ u_q = \frac{u_0 - z_2}{b_c} \end{cases} \quad (15)$$

式中: i_q^* 为控制量。

电流环的整体结构如图 6 所示。

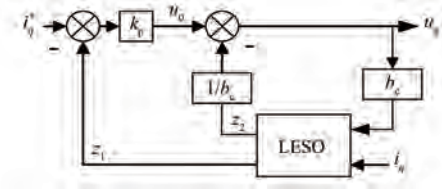


图 6 电流环结构

2.2.2 位置环线性自抗扰控制器设计

根据 PMSM 的直流模型可写出系统动力学方程如下:

$$\frac{d^2\theta}{dt^2} = -\frac{B}{J} \frac{d\theta}{dt} + \frac{K_t}{J} i_q - \frac{T_L}{J} \quad (16)$$

基于上式可设计位置环二阶自抗扰控制器。根据式(3), 将电流闭环控制系统传递函数近似为 1, 即得到 $i_q^* = i_q$, 进而可得:

$$\frac{d^2\theta}{dt^2} = f_p + b_p i_q^* \quad (17)$$

式中: $b_p = K_t/J$; f_p 为位置环总扰动, 如下式所示:

$$f_p = -\frac{B}{J} \frac{d\theta}{dt} + \frac{K_t}{J} i_q - \frac{T_L}{J} - b_p i_q^* \quad (18)$$

通过设计位置环三阶 LESO 来观测总扰动 f_p , 方程如下所示:

$$\begin{cases} \dot{z}_3 = \beta_1(\theta - z_3) + z_4 \\ \dot{z}_4 = \beta_2(\theta - z_3) + z_5 + b_p i_q^* \\ \dot{z}_5 = \beta_3(\theta - z_3) \end{cases} \quad (19)$$

式中: $\dot{z}_3, \dot{z}_4$ 和 $\dot{z}_5$ 分别为电机转角 θ 、电机转速 n 和总扰动 f_p 的观测值。

根据 LADRC 中的极点配置法, 由式(19)可得位置环特征方程如下式所示:

$$\lambda_0(s) = s^3 + \beta_1 s^2 + \beta_2 s + \beta_3 = (s + \omega_0)^3 \quad (20)$$

从而可得位置环三阶 LESO 增益:

$$\begin{cases} \beta_1 = 3\omega_0 \\ \beta_2 = 3\omega_0^2 \\ \beta_3 = \omega_0^3 \end{cases} \quad (21)$$

传统 LADRC 结构的调节时间过长, 但其结构中的 fal 函数在控制效率以及抗扰能力上较为优秀^[19-20]。在维持整体参数整定较为简便的基础上, 引入非线性跟踪微分器(TD)的参数整定环节, 对输入信号更好地进行跟踪, 并使其与 LESO、LESF 相互结合, 进而提升系统抗扰能力与控制性

能。fal 函数的结构如下式所示：

$$\text{fal}(e, \alpha, \delta) = \begin{cases} |e|^\alpha \text{sgn}(e), & |e| > \delta \\ \frac{e}{\delta^{1-\alpha}}, & |e| \leq \delta \end{cases} \quad \delta > 0$$

(22)

TD 参数整定环节设计如下：

$$\begin{cases} \dot{z}_{11} = (z_{11} - \theta^*) \cdot k_0 \cdot \text{fal}(e, \alpha, \delta) \\ z_{12} = \dot{z}_{11} \end{cases}$$

(23)

式中： θ^* 为给定角度； z_{11} 为参数整定后的角度输入。

在参数整定环节后设计 LESF，如下式所示：

$$\begin{cases} u_0 = k_p(z_{11} - z_1) + k_d(z_{12} - z_2) \\ i_q^* = u_0 - \frac{z_3}{b_p} \end{cases}$$

(24)

整体使用 PD 控制的形式，根据 LADRC 原理，一般取 $k_p = \omega_c^2$ 、 $k_d = 2\omega_c\xi$ ，其中 ξ 为系统阻尼比， ω_c 为控制器带宽。

传统 LADRC 与改进 LADRC 的仿真对比如图 7 所示，其控制性能对比如表 1 所示。

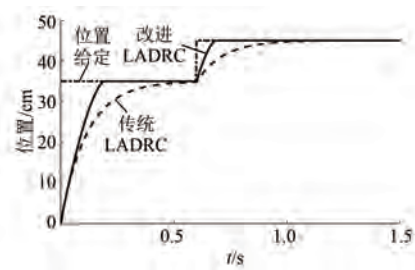


图 7 传统 LADRC 与改进 LADRC 对比

表 1 控制指标对比

参数名称	传统 LADRC	改进 LADRC
第一次到位响应时间/s	0.58	0.21
第二次到位响应时间/s	1.24	0.74
第一次到位超调量/%	0.01	0.03
第二次到位超调量/%	0.02	0.04
第一次到位稳态误差/cm	0.02	0.01
第二次到位稳态误差/cm	0.01	0.01

通过对比可知，改进 LADRC 的响应时间明显加快，第一次与第二次响应时间分别减少 0.27 s 和 0.50 s，超调量与稳态误差两者基本相当。

位置环的整体结构如图 8 所示，电机的整体

控制框图如图 9 所示。

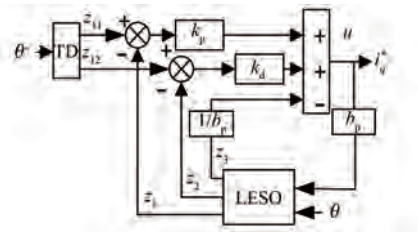


图 8 位置环结构

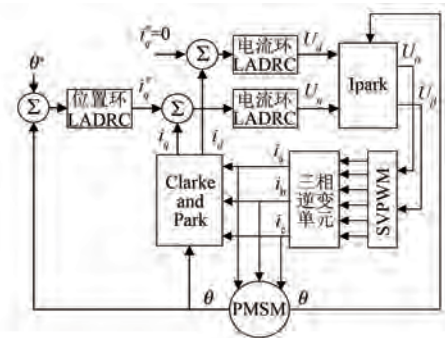


图 9 整体控制框图

2.3 双电机的交叉耦合控制

为了使两电机实现同步功能，选用了适用于双电机同步的交叉耦合控制结构，其基本原理是用电机的位置或速度差补偿系统中某一控制器的输入，进而实现电机转角、转速或电流的耦合。本文使用的结构是将电机的位置差补偿于电流环中，并补偿给予电机 1 正反馈、电机 2 负反馈，最终实现两电机位置的一致，进而实现电机的同步运行，其结构如图 10 所示。

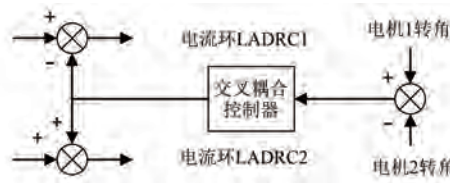


图 10 交叉耦合结构

两电机需先同步转动至同一位置，在时间到达 t_0 后，电机 1 正转一定角度 θ_1 ，电机 2 反转相同角度 θ_2 ，且仍需要保持同步。针对此特殊结构，交叉耦合控制器输入电流环的修正值如下式所示：

$$\begin{cases} \Delta i_{q1} = (|x - \theta_1| - |x - \theta_2|) \cdot k_1 \\ \Delta i_{q2} = (|x - \theta_1| - |x - \theta_2|) \cdot k_2 \end{cases} \quad t < t_0$$

(25)

$$\begin{cases} \Delta i_{q1} = (|x - \theta_1| - |x - \theta_2|) \cdot k_1 \\ \Delta i_{q2} = -(|x - \theta_1| - |x - \theta_2|) \cdot k_2 \end{cases} \quad t \geq t_0$$

(26)

式中： Δi_{q1} 、 Δi_{q2} 分别为两电机电流环的修正值； x 为位置给定值； k_1 、 k_2 为可调参数，一般在两参数相同的电机做同步控制时取 $k_1 = k_2 = k_0$ 。

3 仿真设计

在 MATLAB/Simulink 仿真平台中搭建仿真模型,选用了两台参数相同的 PMSM 进行仿真,表 2 为电机参数表。

表 2 PMSM 参数设置

参数名称	参数值
直流侧电压 U_{dc}/V	311
定子电阻 R_s/Ω	2.875
d 轴电感 L_d/mH	2
q 轴电感 L_q/mH	2
永磁体磁链 ψ_f/Wb	0.175
转动惯量 $J/(kg \cdot m^2)$	0.001 1
极对数 p	4

仿真中控制器参数设计如下。LADRC 位置环参数： $\omega_{c1} = 22.36$ 、 $\xi_1 = 1.12$ 、 $b_{01} = 636.36$ ；电流环参数： $\omega_{02} = 5\ 000$ 、 $\omega_{c2} = 1\ 800$ 、 $b_{02} = 500$ 。交叉耦合控制器中： $x = 35$ 、 $k_0 = 1$ 。作为对比仿真的 PI 控制结构中的位置环参数： $k_p = 900$ 、 $k_i = 80$ ；电流环参数： $k_p = 100$ 、 $k_i = 80$ 。

设两电动推杆之间距离 $d = 150\text{ cm}$ 、给定高度 $h = 35\text{ cm}$ 、给定攻角 $\theta = 15^\circ$ 后,分别给予两电机不同的位置输入。两电机于空载同步起动,并在 0.1 s 时,分别给两电机 $5\text{ N}\cdot\text{m}$ 和 $15\text{ N}\cdot\text{m}$ 的负载,观测同步效果,同时抵达 $h = 35\text{ cm}$ 。在 0.6 s 时,给予两电机 $\Delta h_1 = \Delta h_2 = 20\text{ cm}$ 的位置信号,再观测反向同步效果。

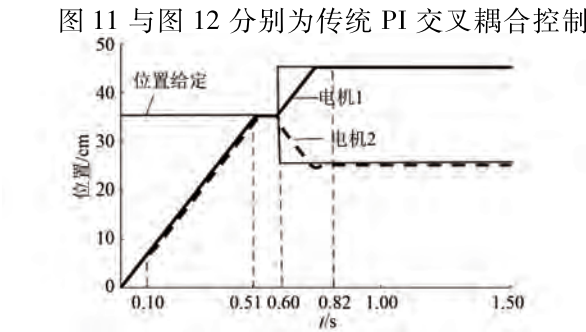


图 11 传统 PI 交叉耦合控制结构

结构、改进 LADRC 交叉耦合控制结构在上述位置给定输入下的仿真图像。

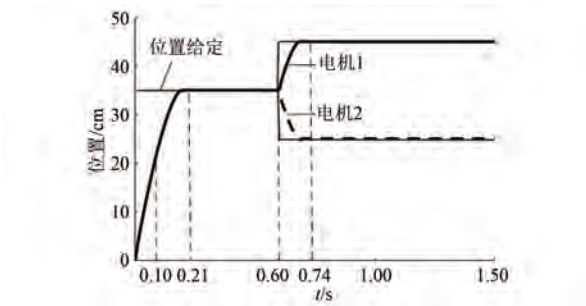


图 12 改进 LADRC 交叉耦合控制结构

图 13 与图 14 分别为传统 PI 交叉耦合控制结构、改进 LADRC 交叉耦合控制结构运行过程中的同步误差观测,表 3 为二者控制指标对比。

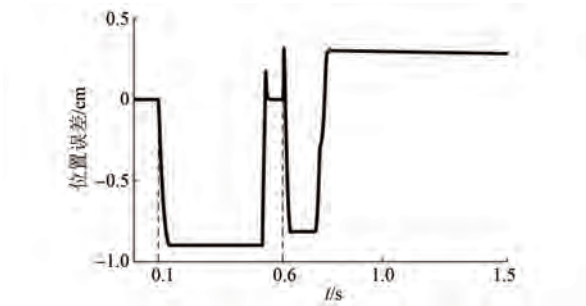


图 13 传统 PI 交叉耦合控制结构同步误差

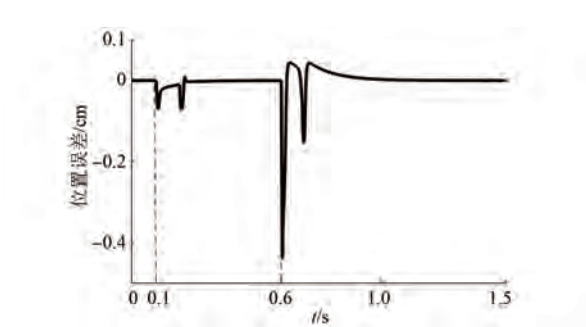


图 14 改进 LADRC 交叉耦合控制结构同步误差

表 3 控制指标对比

参数名称	传统 PI 控制	改进 LADRC
第一次同步响应时间/s	0.51	0.21
第二次同步响应时间/s	0.82	0.74
第一次同步超调量/%	0.51	0.03
第二次同步电机 1 超调量/%	0.39	0.04
第二次同步电机 2 超调量/%	1.72	0.62
第一次同步稳态误差/cm	0.18	0.01
第二次同步电机 1 稳态误差/cm	0.18	0.01
第二次同步电机 2 稳态误差/cm	0.12	0.01
同步误差最大值/cm	0.95	0.44

通过对比可知,改进 LADRC 交叉耦合控制比传统 PI 交叉耦合控制的效果更好。采用改进 LADRC 交叉耦合控制后,两电机第一次同步响应时间提前 0.3 s,第二次反向同步响应时间提前 0.08 s;两电机第一次同步超调量减少 0.48%,稳态误差减小 0.17 cm,第二次反向同步电机 1 超调量减少 0.35%,稳态误差减小 0.17 cm,电机 2 超调量减少 1.1%,稳态误差减小 0.11 cm。系统同步误差最大值减小 0.51 cm,且两电机在不同负载影响下,误差均能够迅速归零,系统优化效果明显。

4 结 语

本文针对高速列车升力翼攻角变化结构中存在的双电机协同控制问题,以位置-电流双环 LADRC 为基础,通过改进位置环,并将交叉耦合结构中的误差反馈至电流环,设计了基于改进 LADRC 的多电机交叉耦合同步控制策略。在仿真中,给系统加入负载干扰,与传统 PI 控制进行了仿真对比。仿真结果表明改进 LADRC 交叉耦合控制结构响应快速,并且调节曲线更为平滑,系统同步误差较小。该结构提升了整个控制系统的稳定性,并值得进一步应用于工程实际中。

【参 考 文 献】

- [1] 许春权,胡洪国,杨汝清. 多伺服电机的串联同步控制[J]. 电气自动化,2001,23(4): 21.
- [2] LORENZ R D, SCHMIDT P B. Synchronized motion control for process automation [C] // Proceedings of the Conference Record of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 1989.
- [3] PAYETTE K. The virtual shaft control algorithm for synchronized motion control [C] // Proceedings of the 1998 American Control Conference ACC (IEEE Cat. No.98CH36207), 1998.
- [4] 韩京清. 从 PID 技术到“自抗扰控制”技术[J]. 控制工程,2002(3): 13.
- [5] 杨赛东,张士雄,刘亚奇. 基于二阶 LADRC 的多电机同步控制系统研究[J]. 机床与液压,2021,49(17): 104.
- [6] 陈俊侨,汪晓军. 基于自抗扰的双电机同步驱动电

- 动缸控制策略研究[J]. 现代信息科技,2021,5(19): 50.
- [7] 留若宸. 多电机伺服系统同步控制研究 [D]. 杭州:浙江大学,2020.
- [8] 汪昕杨,刘亚超,钟永彬,等. 基于自校正自抗扰控制的多电机协同系统[J]. 组合机床与自动化加工技术,2021(2): 77.
- [9] 郝中扬. 基于模糊神经网络的 H 型平台改进型自抗扰同步控制 [D]. 沈阳:沈阳工业大学,2022.
- [10] 刘星桥,丁网芳,李慧. 复合自抗扰在三电机同步控制系统的应用 [J]. 电机与控制学报,2018,22(2): 108.
- [11] 丁网芳. 基于 RBF 神经网络的自抗扰控制器的三电机同步控制系统 [D]. 镇江:江苏大学,2017.
- [12] 张羽,关振宏,王涛,等. 基于自抗扰控制技术的多电机同步控制 [J]. 电气自动化,2017,39(2): 9.
- [13] 贺志浩,于海生. 基于自抗扰与观测器的环形耦合多电机协调滑模控制 [J]. 微电机,2021,54(4): 48.
- [14] 王兴亮,李德,杜超,等. 基于改进自抗扰控制的三电机同步系统研究 [J]. 电气传动自动化,2020,42(2): 1.
- [15] CHEN Q, DONG F, TAO L, et al. Multiple motors synchronization based on active disturbance rejection control with improved adjacent coupling [C] // 2016 35th Chinese Control Conference (CCC), 2016.
- [16] 陈阳. 基于自抗扰的多电机无速度传感器协同控制研究 [D]. 兰州:兰州交通大学,2019.
- [17] GAO Z. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning [C] // Proceedings of the 2003 American Control Conference, 2003.
- [18] GAO Z, HU S, JIANG F. A novel motion control design approach based on active disturbance rejection [C] // Proceedings of the 40th IEEE Conference on Decision and Control (Cat. No.01CH37228), 2001.
- [19] HAN J. From PID to active disturbance rejection control [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(3): 900.
- [20] LI J, XIA Y, QI X, et al. On the necessity, scheme, and basis of the linear/nonlinear switching in active disturbance rejection control [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(2): 1425.