

装备与成套技术

## 基于自抗扰扭矩分配算法的伺服凸轮式压力机双电机同步控制

牛志存<sup>1,2,3</sup>, 汪锐<sup>1,2,3</sup>, 胡志力<sup>1,2,3</sup>

(1. 湖北隆中实验室, 湖北 襄阳 441022; 2. 武汉理工大学 现代汽车零部件技术湖北省重点实验室, 湖北 武汉 430070;  
3. 武汉理工大学 材料绿色成形技术与装备湖北省工程中心, 湖北 武汉 430070)

**摘要:** 为解决伺服凸轮式压力机由于传动偏载或扭矩分配不均产生的传动系统严重的非线性振动问题, 提出在凸轮轴两端各采用一个伺服电机实现双电机同步驱动来提高凸轮-滚子传动系统的可靠性, 并提出基于自抗扰扭矩分配算法的交叉耦合同步控制策略, 该策略将双电机的速度同步误差输入至同步控制器, 通过权值变化规律调整权值, 直至达到性能指标要求。仿真结果表明: 与传统交叉耦合控制系统相比, 基于自抗扰扭矩分配算法的同步控制策略的抗干扰能力强、跟踪响应速度快、同步控制精度更高、达到速度同步的时间更短, 位置同步误差小于 0.02 mm。仿真结果不仅验证了伺服凸轮式压力机双电机同步驱动策略的有效性, 还为解决伺服凸轮式压力机的控制问题提供了可行方案。

**关键词:** 伺服凸轮式压力机; 双电机同步控制; 交叉耦合; 自抗扰控制; 扭矩分配

**DOI:** 10.13330/j.issn.1000-3940.2024.03.021

**中图分类号:** TM341 **文献标志码:** A **文章编号:** 1000-3940 (2024) 03-0161-10

## Synchronous control of dual-motor in servo cam press based on active disturbance rejection torque allocation algorithm

Niu Zhicun<sup>1,2,3</sup>, Wang Rui<sup>1,2,3</sup>, Hu Zhili<sup>1,2,3</sup>

(1. Hubei Longzhong Laboratory, Xiangyang 441022, China; 2. Hubei Key Laboratory of Advanced Technology for Automotive Components, Wuhan University of Technology, Wuhan 430070, China; 3. Hubei Engineering Center for Green Material Forming Technology and Equipment, Wuhan University of Technology, Wuhan 430070, China)

**Abstract:** To solve the problem of severe nonlinear vibration in the transmission system caused by biased load of transmission or uneven torque distribution in servo cam pressure, therefore, a dual-motor synchronous drive strategy using a servo motor at each end of camshaft was proposed to enhance the reliability of cam-roller transmission system, and a cross coupling synchronous control strategy based on the active disturbance rejection torque allocation algorithm was introduced. This strategy took the speed synchronization error of dual-motor as input to the synchronization controller, and adjusted the weight values according to predetermined variation laws until the performance index requirements were met. The simulation results demonstrate that compared to the traditional cross-coupling control systems, this synchronous control strategy based on the active disturbance rejection torque allocation algorithm exhibits superior anti-interference capabilities, faster tracking response speeds, higher synchronization control accuracy and shorter time required to achieve speed synchronization, and the position synchronization error is less than 0.02 mm. The simulation results not only verify the effectiveness of the dual-motor synchronous drive strategy for the servo cam press, but also provide a feasible solution to the control problem of the servo cam press.

**Key words:** servo cam press; dual-motor synchronous control; cross-coupling; active disturbance rejection control; torque allocation

新能源电动汽车电池包的圆柱电池钢壳通常由

高速拉深压力机成形制造<sup>[1]</sup>。电池壳的大需求量不仅要求拉深设备要具备较高的工作精度, 而且要求工作效率高<sup>[2]</sup>。因此, 同时满足高精度和高效率是圆柱电池钢壳拉深设备追求的主要目标<sup>[3]</sup>。

近年来, 日本旭精机工业株式会社开发了系列等径凸轮式机械压力机, 如图 1a 所示, 该设备的特点是传动结构具备高精度, 其缺点是柔性较低。为增加设备柔性、降低电动机总容量、满足多类电池壳的成形工艺需求, 武汉理工大学的华林等<sup>[4]</sup>发明了一种由共轭凸轮传动与多电机同步驱动耦合的伺

收稿日期: 2023-08-04; 修订日期: 2023-11-06

基金项目: 国家自然科学基金面上项目 (52075400); 湖北隆中实验室自主创新项目 (2022ZZ-04); 国家 111 计划项目课题 (B17034); 湖北省重点研发计划 (2021BAA200); 湖北省技术创新重大专项 (2022AAA001); 湖北省科技创新人才及服务专项 (2022EJD012)

作者简介: 牛志存 (1999-), 男, 硕士研究生

E-mail: zhcunniu@163.com

通信作者: 胡志力 (1983-), 男, 博士, 教授, 博士研究生导师

E-mail: zhilihuhit@163.com

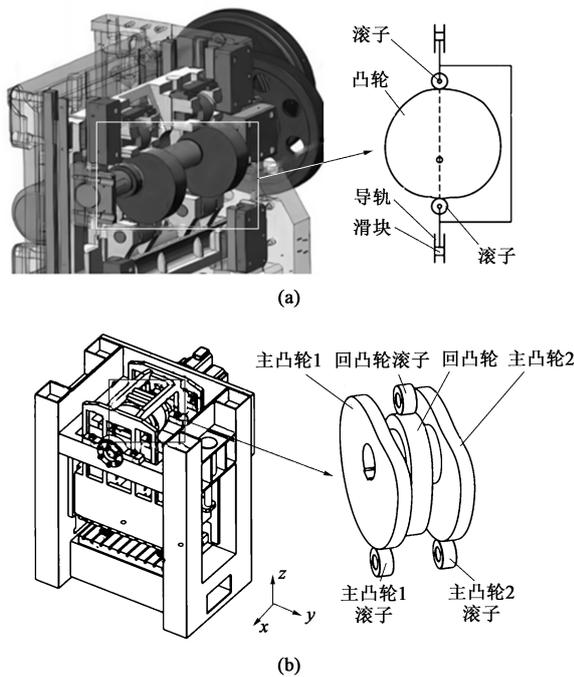


图 1 新型凸轮式压力机传动结构示意图

(a) 等径凸轮式压力机 (b) 共轭凸轮式压力机

Fig. 1 Schematic diagrams of transmission structure for new type of cam press

(a) Equal diameter cam press (b) Conjugate cam press

服凸轮式压力机,如图 1b 所示,该凸轮式压力机由共轭凸轮传动与多伺服电机同步驱动共同组成了一种新型的可控高精度机械式锻压设备。而新型的传动特性要求伺服驱动同步控制策略不同,探究此类新型伺服凸轮式压力机多电机驱动的同步控制策略具有重要意义。

近年来,许多学者对多电机同步控制策略进行了大量研究。例如,对于双电机同步控制,并联控制、主从控制和交叉耦合控制 3 种方法已应用于工业生产<sup>[5]</sup>,但这 3 种同步控制方法并未将双电机系统视为一个整体,其核心思想仍是基于单输入单输出 (Single Input Single Output, SISO)<sup>[6-7]</sup>。双电机系统本质上是一个双输入双输出 (Two Inputs Two Outputs, TITO) 系统,两个电机之间连接的机械结构内部存在的耦合、对称性和不确定性等因素均会导致同步误差较大<sup>[8]</sup>,因此,简单的外部耦合算法很难达到更加理想的同步效果。为了解决这个问题,添加自适应算法<sup>[9]</sup>或学习算法<sup>[10]</sup>可以提高同步精度和跟踪性能,但其复杂性的提高使得同步算法难以广泛应用。在控制结构方面,通过改善控制结构可以提高双电机同步性和跟踪性能,赵明宇等<sup>[11]</sup>提出采用主从控制结构设计六相双电机共轴驱动系统,

保证了在故障情况下能够合理改变两电机的输出比例,确保故障电机不过载。Zou S C 等<sup>[12]</sup>提出均值偏差耦合结构,补偿由于驱动力不匹配、外部干扰和参数不确定引起的双电机同步误差。

从扭矩的角度来看,双电机系统异步和机械振动的根本原因是两端电机受到的力矩大小不同<sup>[13]</sup>。产生扭矩分配不均的原因有负载重心发生改变、齿轮间隙不可控和摩擦力矩不同等因素<sup>[14-15]</sup>。近年来,为了解决双电机同步不确定性问题,滑模控制<sup>[16]</sup>和自抗扰控制<sup>[17]</sup> (Active Disturbance Rejection Control, ADRC) 被用于电机同步控制。陈俊侨等<sup>[18]</sup>提出一种模糊自抗扰控制算法。在该算法中, Li X 等<sup>[19]</sup>将解耦控制思想引入自抗扰双电机同步控制中以改善电机同步位置控制。

基于上述研究,为解决共轭凸轮<sup>[4]</sup>中由于采用传统的单侧多电机驱动使得凸轮轴发生扭转变形从而导致精度降低的问题<sup>[20]</sup>,本文提出在凸轮轴两侧各采用一个伺服电机驱动,减少单电机单侧扭矩输出造成的凸轮轴的变形和振动,新型传动方案如图 2 所示。为提高凸轮轴两侧电机同步精度,提出改进型交叉耦合的前馈摩擦补偿线性主动干扰抑制控制策略。从解耦的思想出发,采用自抗扰控制器实现伺服凸轮式压力机双电机系统的高精度跟踪和同步控制。双电机系统的机械振动、不确定性和外部干扰可以被视为总干扰,通过扩张状态观测器 (Extended State Observer, ESO) 进行观察和消除。在该算法中,库仑模型用于补偿摩擦力,以提高 ESO 的观测效率,扭矩分配器实时调节左右电机控制器的输出。

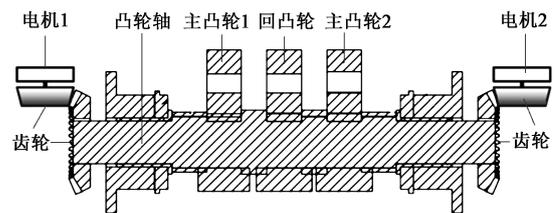


图 2 新型双伺服电机驱动凸轮轴传动结构方案

Fig. 2 Transmission structure scheme for new type of camshaft driven by dual servo motors

## 1 伺服凸轮式压力机的动力学模型建立

伺服凸轮式压力机的动力学建模是设计控制器的基础,将图 2 所示伺服凸轮式压力机的凸轮轴传动部分的模型进行简化,通过搭建数学模型对伺服凸轮式压力机双电机同步控制需求进行理论分析。

1.1 伺服凸轮式压力机的动力学模型

双电机同步伺服凸轮式压力机的传动部分包括凸轮轴、共轭凸轮（包括两个相同的主凸轮和一个

回凸轮）、伺服电机、编码器。伺服凸轮式压力机凸轮轴传动部分简化模型如图 3 所示，对该部分进行动力学建模。

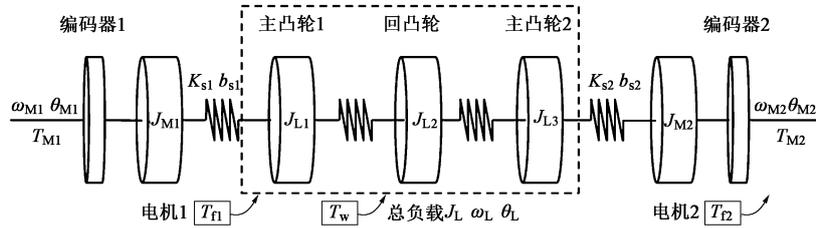


图 3 伺服凸轮式压力机凸轮轴简化模型

Fig. 3 Simplified model of camshaft for servo cam press

电机选用目前广泛使用的永磁同步电机，永磁同步电机的电流环带宽较高，两端电机的输出转矩  $T_{M1}$  和  $T_{M2}$  的表达式如式 (1) 所示。

$$\begin{cases} T_{M1} = [k_{T0} + k_{M1} \sin(n \cdot \theta_{M1} + \varphi_{M1})] \cdot I_{ref1} \\ T_{M2} = [k_{T0} + k_{M2} \sin(n \cdot \theta_{M2} + \varphi_{M2})] \cdot I_{ref2} \end{cases} \quad (1)$$

式中： $I_{ref1}$  和  $I_{ref2}$  为两端永磁同步电机 1 和电机 2 的  $q$  轴（交轴）的定子电流的参考电流值； $k_{T0}$  为电机的转矩系数； $k_{M1}$  和  $k_{M2}$  为电机 1 和电机 2 的转矩波动系数； $n$  为电机 1 和电机 2 的转矩波动频率系数； $\theta_{M1}$  和  $\theta_{M2}$  为电机 1 和电机 2 的角位置； $\varphi_{M1}$  和  $\varphi_{M2}$  为电机 1 和电机 2 的转矩波动初始相位； $k_{M1} \cdot \sin(n \cdot \theta_{M1} + \varphi_{M1})$  和  $k_{M2} \cdot \sin(n \cdot \theta_{M2} + \varphi_{M2})$  为电机 1 和电机 2 的转矩波动位置函数。

两个电机系统的输入为  $u = [I_{ref1} \quad I_{ref2}]^T$ ；状态变量为  $x = [\theta_{M1} \quad \theta_{M2} \quad \theta_L \quad \omega_{M1} \quad \omega_{M2} \quad \omega_L]^T$ ，输出变量选为  $y = [\theta_{M1} \quad \theta_{M2} \quad \theta_L]^T$ 。因此，模型的状态空间方程如式 (2) 所示，动力学模型的相关参数含义如表 1 所示。

$$\begin{cases} \dot{\theta}_{M1} = \omega_{M1} \\ \dot{\theta}_{M2} = \omega_{M2} \\ \dot{\theta}_L = \omega_L \\ \dot{\omega}_{M1} = \frac{k_{T0} + k_{M1} \sin(n \cdot \theta_{M1} + \varphi_{M1})}{J_{M1}} I_{ref1} - \frac{K_{s1}}{J_{M1}} (\theta_{M1} - \theta_L) - \frac{b_{s1}}{J_{M1}} (\omega_{M1} - \omega_L) - \left( \frac{c_{v1}}{J_{M1}} \omega_{M1} + \text{sign}(\dot{\theta}_{M1}) \frac{c_{f1}}{J_{M1}} \right) \\ \dot{\omega}_{M2} = \frac{k_{T0} + k_{M2} \sin(n \cdot \theta_{M2} + \varphi_{M2})}{J_{M2}} I_{ref2} - \frac{K_{s2}}{J_{M2}} (\theta_{M2} - \theta_L) - \frac{b_{s2}}{J_{M2}} (\omega_{M2} - \omega_L) - \left( \frac{c_{v2}}{J_{M2}} \omega_{M2} + \text{sign}(\dot{\theta}_{M2}) \frac{c_{f2}}{J_{M2}} \right) \\ \dot{\omega}_L = \frac{K_{s1}}{J_L} \theta_{M1} + \frac{K_{s2}}{J_L} \theta_{M2} - \frac{K_{s1} + K_{s2}}{J_L} \theta_L + \frac{b_{s1}}{J_L} \omega_{M1} + \frac{b_{s2}}{J_L} \omega_{M2} - \frac{b_{s1} + b_{s2}}{J_L} \omega_L - \frac{1}{J_L} T_w \end{cases} \quad (2)$$

表 1 伺服凸轮式压力机的动力学模型参数

Table 1 Dynamic model parameters for servo cam press

参数	含义	参数	含义
$J_L$	总负载惯量	$\omega_{M1}, \omega_{M2}$	电机 1、2 的角速度
$J_{L1}$	主凸轮 1 惯量	$a_{M1}, a_{M2}$	电机 1、2 的角加速度
$J_{L2}$	回凸轮惯量	$\theta_L$	总负载角位置
$J_{L3}$	主凸轮 2 惯量	$\omega_L$	总负载角速度
$J_{M1}, J_{M2}$	电机 1、2 的惯量	$a_L$	总负载角加速度
$K_{s1}, K_{s2}$	电机 1、2 的接触刚度	$T_w$	总扰动扭矩
$b_{s1}, b_{s2}$	电机 1、2 的接触粘度	$T_{f1}, T_{f2}$	电机 1、2 的摩擦扭矩
$T_{M1}, T_{M2}$	电机 1、2 的输出转矩	$c_{f1}, c_{f2}$	电机 1、2 的库伦摩擦因数
$\theta_{M1}, \theta_{M2}$	电机 1、2 的角位置	$c_{v1}, c_{v2}$	电机 1、2 的粘滞系数

式中： $\text{sign}(\cdot)$  为符号函数。

1.2 双电机系统的优点和缺点

简化动力学模型可以得到双电机和单电机的反谐振频率和固有谐振频率，其中假设无摩擦损耗 ( $c_{f1}, c_{f2}, c_{v1}, c_{v2}$  均为 0)，两侧电机完全相同 ( $T_{M1} = T_{M2}, k_{M1} = k_{M2} = 0, K_{s1} = K_{s2}$ )，理想电机转动惯量  $J_M$  相同 ( $J_{M1} = J_{M2} = J_M$ )，经过计算对比后可知，双电机系统的反谐振频率是单电机系统的  $\sqrt{2}$  倍，双电机系统的固有谐振频率是单电机系统的  $\sqrt{(2J_M + J_L)/(J_M + J_L)}$  倍。

图 4 为通过 Abaqus 仿真软件，在凸轮轴不同位置施加转矩得到的凸轮轴的扭转变形量。从图 4 中可以看出，与单电机相比，双电机驱动系统减小了凸轮轴的扭转变形，使凸轮轴中间驱动部分变形趋近于 0，更有利于滑块运动过程的平稳性。然而，本文采用的双电机驱动仍存在几个问题：(1) 两端电机初始参数不一致，导致凸轮轴两端电机输出扭矩不同；(2) 成形零件的几何结构和尺寸差异大，

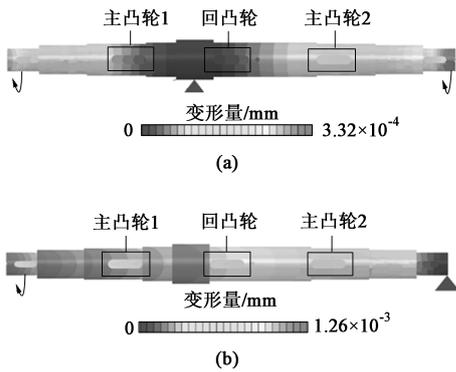


图 4 双电机 (a) 和单电机 (b) 驱动的凸轮轴扭转变形位移云图

Fig. 4 Nephograms of torsional deformation displacement for camshaft driven by dual-motor (a) and single motor (b)

易使滑块承受偏载，而偏载间接传递至凸轮轴后会造成凸轮轴扭转变形；(3) 安装在滑块左右两侧的传感器存在一定的测量误差，误差结果会影响双电机的同步精度。

## 2 双电机同步控制算法的设计

双电机同步控制算法的设计主要包括非线性微分器设计、非线性自抗扰控制器设计和扭矩分配器设计等 3 大组成部分，下面对 3 大组成部分的算法的数学方程分别进行阐述。

### 2.1 算法结构框架

如图 5 所示，双电机同步控制算法中摩擦补偿线性自抗扰控制算法 (Friction Compensated Linear Active Disturbance Rejection Control, FLADRC) 作为控制器的主要组成部分，其中两个线性扩张状态观

测器 (Linear Extended State Observer, LESO) 获取两端电机角位置跟踪信号  $z_{11}$ 、 $z_{21}$  和角速度跟踪信号  $z_{12}$ 、 $z_{22}$ ；非线性跟踪微分器 (Nonlinear Tracking Differentiators, NTDs) 部分由两个串联的非线性微分器 (Nonlinear Tracking Differentiator, NTD) 组成，通过 NTDs 将给定的参考角位置  $\theta_{ref}$  优化后得到优化参考角位置  $\theta_{ref}^*$ 、参考角速度  $\omega_{ref}$  和参考角加速度  $a_{ref}$ ，使得给定参考信号更加平稳，提高系统的稳定性和同步性。扭矩分配器将总负载角位置  $\theta_L$  与电机 1 和电机 2 的角位置  $\theta_{M1}$  和  $\theta_{M2}$  作为输入量对两个电机控制器的扭矩输出进行补偿。

### 2.2 非线性自抗扰控制器设计

电机与凸轮轴的齿轮摩擦部分采用库伦摩擦数学模型进行，其中库伦摩擦因数  $c_{f1}$ 、 $c_{f2}$  和粘滞系数  $c_{v1}$ 、 $c_{v2}$  可以通过实验测量得到，在此基础上建立摩擦模型对摩擦力矩进行补偿。因此，式 (2) 中两端电机的摩擦干扰项表达式为  $\tilde{f}_1$  和  $\tilde{f}_2$ 。

$$\begin{cases} \tilde{f}_1 = -\frac{c_{v1}}{J_{M1}} \cdot \omega_{M1} - \frac{c_{f1}}{J_{M1}} \text{sign}(\dot{\theta}_{M1}) \\ \tilde{f}_2 = -\frac{c_{v2}}{J_{M2}} \cdot \omega_{M2} - \frac{c_{f2}}{J_{M2}} \text{sign}(\dot{\theta}_{M2}) \end{cases} \quad (3)$$

根据式 (2) 和式 (3)，可将动力学模型转换为：

$$\begin{cases} \ddot{\theta}_{M1} = f_1 + w_1 + b_{11} \cdot I_{ref1} - \frac{c_{v1}}{J_{M1}} \omega_{M1} - \text{sign}(\dot{\theta}_{M1}) \cdot \frac{c_{f1}}{J_{M1}} \\ \ddot{\theta}_{M2} = f_2 + w_2 + b_{22} \cdot I_{ref2} - \frac{c_{v2}}{J_{M1}} \omega_{M2} - \text{sign}(\dot{\theta}_{M2}) \cdot \frac{c_{f2}}{J_{M2}} \\ \ddot{\theta}_L = f_3 + w_3 \end{cases} \quad (4)$$

其中：

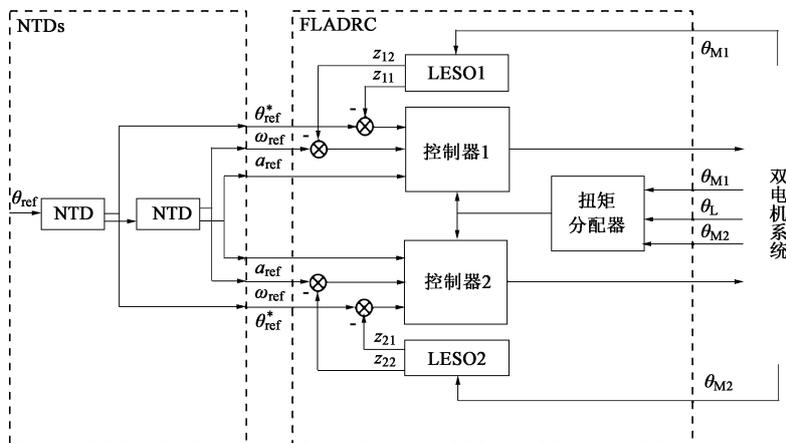


图 5 双电机控制算法结构框架图

Fig. 5 Framework diagram of dual-motor control algorithm structure

$$\begin{cases} f_1 = -\frac{K_{s1}}{J_{M1}} \cdot \theta_{M1} + \frac{K_{s1}}{J_{M1}} \cdot \theta_L - \frac{b_{s1}}{J_{M1}} \cdot \omega_{M1} + \\ \frac{b_{s1}}{J_{M1}} \cdot \dot{\omega}_L + \frac{k_{M1} \sin(n \cdot \theta_{M1} + \varphi_{M1})}{J_{M1}} \cdot I_{ref1} + \hat{f}_1 \\ f_2 = -\frac{K_{s2}}{J_{M2}} \cdot \theta_{M2} + \frac{K_{s2}}{J_{M2}} \cdot \theta_L - \frac{b_{s2}}{J_{M2}} \cdot \omega_{M2} + \\ \frac{b_{s2}}{J_{M2}} \cdot \dot{\omega}_L + \frac{k_{M2} \sin(n \cdot \theta_{M2} + \varphi_{M2})}{J_{M2}} \cdot I_{ref2} + \hat{f}_2 \\ f_3 = \frac{K_{s1}}{J_L} \cdot \theta_L + \frac{K_{s2}}{J_L} \cdot \theta_{M2} - \frac{K_{s1} + K_{s2}}{J_L} \cdot \theta_L + \\ \frac{b_{s1}}{J_L} \cdot \omega_{M1} + \frac{b_{s1}}{J_L} \cdot \omega_{M2} - \frac{b_{s1} + b_{s2}}{J_L} \cdot \omega_L - \frac{1}{J_L} \cdot T_w \\ b_{11} = \frac{k_{T0}}{J_{M1}} \\ b_{22} = \frac{k_{T0}}{J_{M2}} \end{cases} \quad (5)$$

式中： $w_1$ 、 $w_2$ 、 $w_3$  分别为电机 1、电机 2 和负载的系统外部温度、湿度和噪音干扰项； $f_1$ 、 $f_2$ 、 $f_3$  分别为电机 1、电机 2 和负载的输出干扰项； $b_{11}$ 、 $b_{22}$  分别为电机 1 和电机 2 的输入增益系数； $\hat{f}_1$  和  $\hat{f}_2$  分别为电机消除弧线圈的过补偿和欠补偿部分。

摩擦模型参数与实际情况总是存在误差，导致式 (5) 中的  $f_1$  和  $f_2$  不连续，传统的符号函数  $\text{sign}(\gamma)$  不可导，给工程实际分析带来不便，通过采用  $\text{th}(c \cdot \gamma)$  函数代替  $\text{sign}(\gamma)$  函数可以避免导数不存在的情况， $\text{th}(c \cdot \gamma)$  函数的表达式为：

$$\text{th}(c \cdot \gamma) = \frac{e^{c \cdot \gamma} - e^{-c \cdot \gamma}}{e^{c \cdot \gamma} + e^{-c \cdot \gamma}} \quad (6)$$

式中： $c$  为大于 0 的常数； $\gamma$  为变量。

当  $c$  足够大时， $\text{th}(c \cdot \gamma)$  可以接近  $\text{sign}(\gamma)$ ，既符合工程实际，又便于理论分析。控制器的期望是  $\theta_{M1}$  和  $\theta_{M2}$  的电机角位置信号均趋近于  $\theta_{ref}$ ，以及  $|\theta_{M1} - \theta_{M2}|$  的值趋近于 0，以减少电机同步误差，将总扰动扭矩  $T_w$  与系统输入视为控制器的不同输入量。因此，伺服凸轮式压力机双电机系统可视为干扰扭矩不匹配的多输入、多输出系统问题。

根据式 (2)，将两端电机的扰动作为系统的一种状态变量  $x_{13}$ 、 $x_{23}$ ，则系统的状态方程可以改写为：

$$\begin{cases} \ddot{\theta}_{M1} = x_{13} + b_{11} \cdot I_{ref1} - \frac{T_{f1}}{J_{M1}} \\ \ddot{\theta}_{M2} = x_{23} + b_{22} \cdot I_{ref2} - \frac{T_{f2}}{J_{M2}} \\ \dot{x}_{13} = \dot{f}_1 + \dot{w}_1 = h_1 \\ \dot{x}_{23} = \dot{f}_2 + \dot{w}_2 = h_2 \end{cases} \quad (7)$$

$$\begin{cases} T_{f1} = c_{v1} w_1 + c_{f1} \text{th}(c \cdot \dot{\theta}_{M1}) \\ T_{f2} = c_{v2} w_2 + c_{f2} \text{th}(c \cdot \dot{\theta}_{M2}) \end{cases} \quad (8)$$

式中： $x_{13}$ 、 $x_{23}$  为电机 1 和电机 2 输出的总扰动状态量； $h_1$ 、 $h_2$  为电机 1 和电机 2 总扰动状态的变化率。

$w_1$ 、 $w_2$ 、 $w_3$  为连续函数， $|w_1|$ 、 $|w_2|$ 、 $|w_3|$  和  $|\dot{w}_1|$ 、 $|\dot{w}_2|$ 、 $|\dot{w}_3|$  是有界的； $f_1$ 、 $f_2$  为电机的输出干扰项， $|f_1|$ 、 $|f_2|$  和  $|\dot{f}_1|$ 、 $|\dot{f}_2|$  是有界的。因此， $h_1$ 、 $h_2$  也是有界的，且  $|h_1| < C_1$ ； $|h_2| < C_2$ ，其中  $C_1$ 、 $C_2$  为正常数。

图 6 为 FLADRC 算法控制框图，图 6 中的自抗扰控制算法表达为：

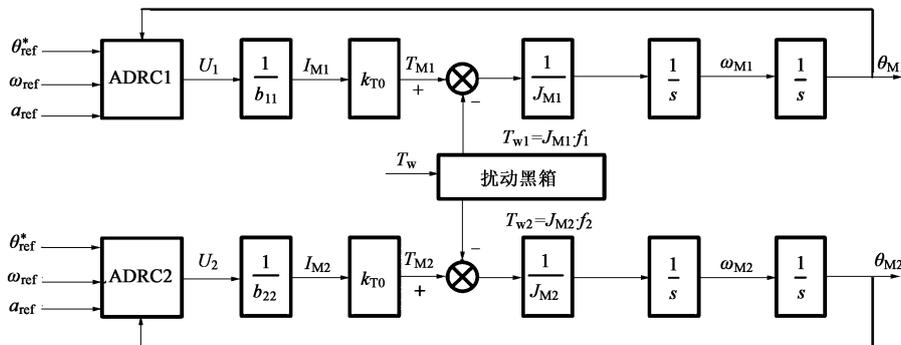


图 6 FLADRC 算法控制框图

Fig. 6 Control block diagram of FLADRC algorithm

$$\begin{cases} e_{m1} = z_{m1} - \theta_{Mm} \\ \dot{z}_{m1} = z_{m2} - \beta_{01}e_{m1} \\ \dot{z}_{m2} = z_{m3} - \beta_{02}e_{m1} + U_m - \frac{c_{vm}}{J_{Mm}} \cdot z_{m2} - \frac{c_{fm}}{J_{Mm}}\text{th}(c \cdot z_{m2}) \\ \dot{z}_{m3} = -\beta_{03}e_{m1} \\ U_m = k_p(\theta_{\text{ref}}^* - z_{m1}) + k_D(\omega_{\text{ref}} - z_{m2}) + a_{\text{ref}} - \\ z_{m3} + \frac{c_{vm}}{J_{Mm}} \cdot z_{m2} + \frac{c_{fm}}{J_{Mm}}\text{th}(c \cdot z_{m2}) \end{cases} \quad (9)$$

式中： $m=1、2$ ，为电机 1 和电机 2； $e_{m1}$  为线性状态观测器跟踪位置与实际电机位置的误差； $\beta_{01}$ 、 $\beta_{02}$ 、 $\beta_{03}$  分别为扩张状态观测器反馈增益常数 1、反馈增益常数 2、反馈增益常数 3； $k_p$  为 ADRC 位置增益常数； $k_D$  为 ADRC 速度增益常数； $U_m$  为对应电机 ADRC 算法输出值； $z_{m1}$ 、 $z_{m2}$ 、 $z_{m3}$  分别为观测器输出角位置、角速度和角加速度。

相应的算法框图如图 6 所示，电机 1 和电机 2 通过各自的 ADRC 控制器实现输出  $U_1$  和  $U_2$ ，其中  $I_{M1}$  和  $I_{M2}$  为控制器下的电机实际输出电流， $\frac{1}{s}$  为积分功能，将得到的电机角加速度积分后得到角速度和角位置信号，两个子系统的总扰动可以表示为式 (5) 中的  $f_1$  和  $f_2$ ，则施加在两端电机的总扰动分别为  $T_{w1} = J_{M1} \cdot f_1$  和  $T_{w2} = J_{M2} \cdot f_2$ 。采用两个相同的 ADRC，通过式 (10) 对两个电机系统的固有参数进行静态解耦，并通过式 (9) 中的 LESO 对每个电机系统的总扰动进行动态解耦。

$$\begin{bmatrix} I_{\text{ref}1} \\ I_{\text{ref}2} \end{bmatrix} = \mathbf{B}_0^{-1} \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/b_{11} & 0 \\ 0 & 1/b_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix} \quad (10)$$

式中： $\mathbf{B}_0$  为电机输出解耦矩阵。

### 2.3 NTDs 设计

NTDs 通过两个串连的 NTD 组成，用于计算  $\theta_{\text{ref}}$  的  $\theta_{\text{ref}}^*$ 、 $\omega_{\text{ref}}$ 、 $a_{\text{ref}}$ 。NTDs 具有以下功能：

(1) 为了保证控制的同步，各子系统的输入信号必须相同；

(2) 调整过渡过程，提高振动和响应；

(3) 提高双电机系统的跟踪精度。

NTD 的离散型表达式如下：

$$\begin{cases} \theta_{\text{ref}}^*(k+1) = \theta_{\text{ref}}^*(k) + h_0\omega_f(k) \\ \omega_f(k+1) = \omega_f(k) + h_0 \cdot \text{fhan}[\theta_{\text{ref}}^*(k+1) - \\ \theta_{\text{ref}}^*(k), \omega_f(k), r, h_0] \\ \omega_{\text{ref}}(k+1) = \omega_{\text{ref}}(k) + h_0a_{\text{ref}}(k) \\ a_{\text{ref}}(k+1) = a_{\text{ref}}(k) + h_0 \cdot \text{fhan}[\omega_{\text{ref}}(k+1) - \\ \omega_{\text{ref}}(k), a_{\text{ref}}(k), r, h_0] \end{cases} \quad (11)$$

式中： $\theta_{\text{ref}}^*(k)$  和  $\theta_{\text{ref}}^*(k+1)$  分别为第  $k$  时刻和第  $(k+1)$  时刻的优化参考角位置； $\omega_f(k)$  和  $\omega_f(k+1)$  分别为第  $k$  时刻和第  $(k+1)$  时刻的 NTD 微分得到的参考角速度； $a_{\text{ref}}(k)$  和  $a_{\text{ref}}(k+1)$  分别为第  $k$  时刻和第  $(k+1)$  时刻的参考加速度； $\omega_{\text{ref}}(k)$  和  $\omega_{\text{ref}}(k+1)$  分别为第  $k$  时刻和第  $(k+1)$  时刻的参考角速度； $h_0$  为滤波因子； $r$  为速度因子，代表跟踪速度； $\text{fhan}(\cdot)$  为最速综合函数。

函数具体表达式如式 (12) 所示。

$$\begin{cases} d = rh_0 \\ d_0 = h_0d \\ y_1 = [\tilde{x}_1(k) - v(k)] + h_0\tilde{x}_2(k) \\ a_0 = \sqrt{d^2 + 8r|y_1|} \\ a_1 = \begin{cases} \tilde{x}_2(k) + \frac{a_0 - d}{2}\text{sign}(y_1), & |y_1| > d_0 \\ \tilde{x}_2(k) + \frac{y_1}{h_0}, & |y_1| \leq d_0 \end{cases} \\ \text{fhan}(\tilde{x}_1(k), \tilde{x}_2(k), r, h_0) = - \begin{cases} r \cdot \text{sign}(a_1), & |a_1| > d \\ r \cdot \frac{a_1}{d}, & |a_1| \leq d \end{cases} \end{cases} \quad (12)$$

式中： $v(k)$  为位置输入信号； $\tilde{x}_1(k)$  为对  $v(k)$  的跟踪信号； $\tilde{x}_2(k)$  为对  $\tilde{x}_1(k)$  的微分信号。

### 2.4 控制转矩分配方案

当滑块位移和载荷变化时，凸轮轴会发生扭转变形，导致滑块两侧受力载荷不平衡。此外，两侧的伺服驱动系统产生异步运动。因此，凸轮轴两侧输出的转矩差值会导致凸轮轴变形，从而使整个伺服凸轮式压力机的运动性能下降。然而，在实际运行中，通过传感器可以检测到滑块的位移和受力载荷。通过合适的转矩分配算法和位移传感器、重量传感器的实时反馈信号，可以减小双电机的同步位置误差。图 7a~图 7j 表示了不同情况下 4 种位置的出现情况。

从图 7 可以看出：当参考角位置  $\theta_{\text{ref}}$  在两个电机角位置  $\theta_{M1}$  和  $\theta_{M2}$  之间时，如图 7a~图 7f 所示，凸轮轴位置与参考角位置误差较小；当参考角位置  $\theta_{\text{ref}}$  在两个电机角位置  $\theta_{M1}$  和  $\theta_{M2}$  之外时，如图 7g~图 7j 所示，会有一侧电机受到较大的外部扰动，此时采用传统的交叉耦合控制会为了同步而影响到正常一侧电机的运转，参考信号的跟踪效果有较大的影响。根据电机的角位置与输出转矩的关系搭建的转矩分配算法如下：

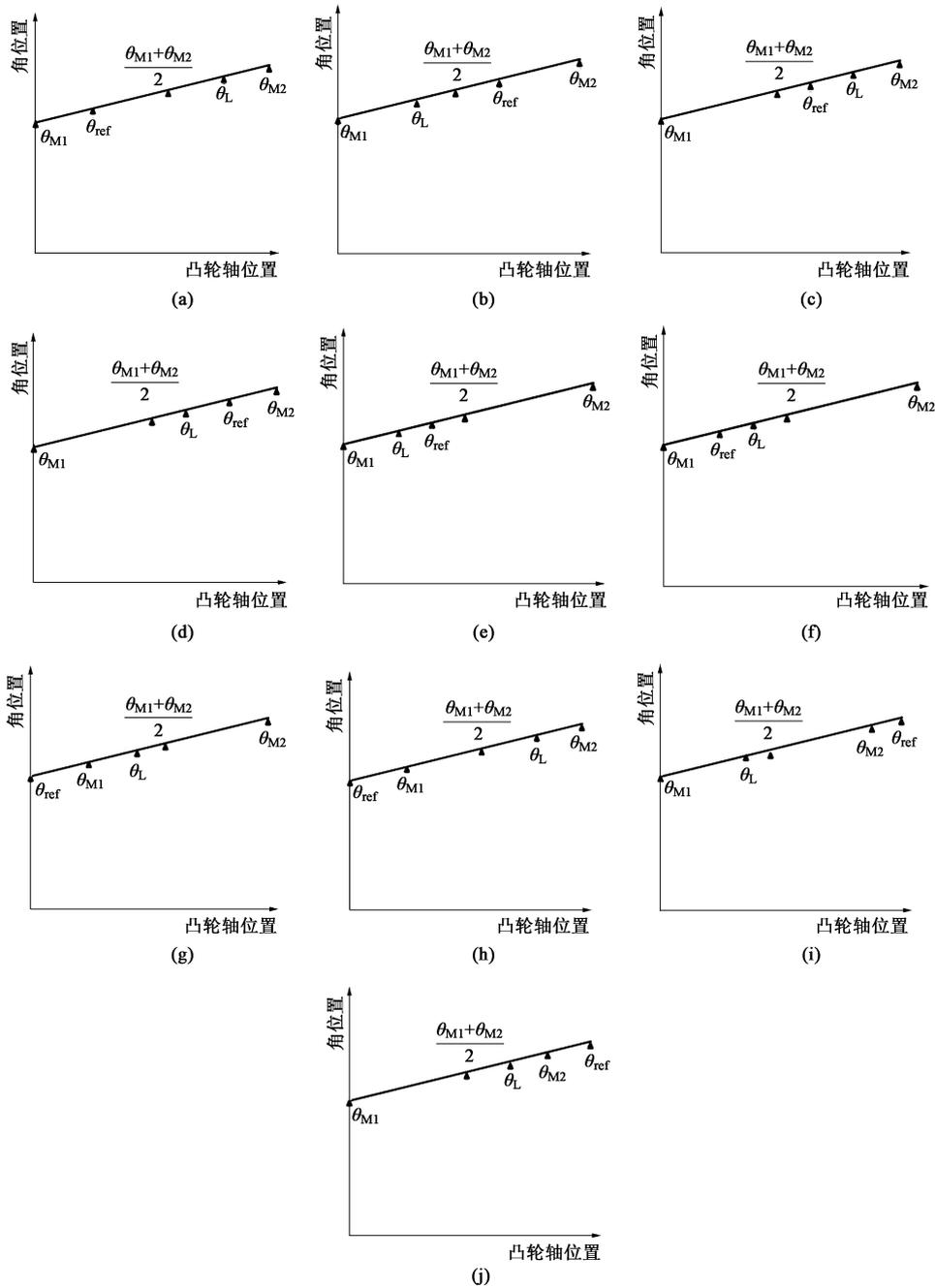


图 7 电机角位置、凸轮轴位置和参考角位置分布图

(a)  $\theta_{ref}$  与  $\theta_L$  两侧分布图( $\theta_{ref} < \theta_L$ ) (b)  $\theta_{ref}$  与  $\theta_L$  两侧分布图( $\theta_{ref} > \theta_L$ ) (c)  $\theta_{ref}$  与  $\theta_L$  靠近  $\theta_{M2}$  分布图( $\theta_{ref} < \theta_L$ ) (d)  $\theta_{ref}$  与  $\theta_L$  靠近  $\theta_{M2}$  分布图( $\theta_{ref} > \theta_L$ )

(e)  $\theta_{ref}$  与  $\theta_L$  靠近  $\theta_{M1}$  分布图( $\theta_{ref} < \theta_L$ ) (f)  $\theta_{ref}$  与  $\theta_L$  靠近  $\theta_{M1}$  分布图( $\theta_{ref} > \theta_L$ ) (g)  $\theta_{ref}$  小于  $\theta_{M1}$  分布图( $\theta_L < \frac{\theta_{M1} + \theta_{M2}}{2}$ )

(h)  $\theta_{ref}$  小于  $\theta_{M1}$  分布图( $\theta_L > \frac{\theta_{M1} + \theta_{M2}}{2}$ ) (i)  $\theta_{ref}$  大于  $\theta_{M2}$  分布图( $\theta_L < \frac{\theta_{M1} + \theta_{M2}}{2}$ ) (j)  $\theta_{ref}$  大于  $\theta_{M2}$  分布图( $\theta_L > \frac{\theta_{M1} + \theta_{M2}}{2}$ )

Fig. 7 Distribution diagrams of motor angular position, camshaft position and reference angular position

(a) Distribution diagram on both sides of  $\theta_{ref}$  and  $\theta_L$  ( $\theta_{ref} < \theta_L$ ) (b) Distribution diagram on both sides of  $\theta_{ref}$  and  $\theta_L$  ( $\theta_{ref} > \theta_L$ )

(c) Distribution diagram of  $\theta_{ref}$  and  $\theta_L$  near  $\theta_{M2}$  ( $\theta_{ref} < \theta_L$ ) (d) Distribution diagram of  $\theta_{ref}$  and  $\theta_L$  near  $\theta_{M2}$  ( $\theta_{ref} > \theta_L$ )

(e) Distribution diagram of  $\theta_{ref}$  and  $\theta_L$  near  $\theta_{M1}$  ( $\theta_{ref} < \theta_L$ ) (f) Distribution diagram of  $\theta_{ref}$  and  $\theta_L$  near  $\theta_{M1}$  ( $\theta_{ref} > \theta_L$ )

(g) Distribution diagram of  $\theta_{ref} < \theta_{M1}$  ( $\theta_L < \frac{\theta_{M1} + \theta_{M2}}{2}$ ) (h) Distribution diagram of  $\theta_{ref} < \theta_{M1}$  ( $\theta_L > \frac{\theta_{M1} + \theta_{M2}}{2}$ )

(i) Distribution diagram of  $\theta_{ref} > \theta_{M2}$  ( $\theta_L < \frac{\theta_{M1} + \theta_{M2}}{2}$ ) (j) Distribution diagram of  $\theta_{ref} > \theta_{M2}$  ( $\theta_L > \frac{\theta_{M1} + \theta_{M2}}{2}$ )

$$e_{1m} = \begin{cases} \theta_{M1} - \frac{\theta_{M1} + \theta_{M2}}{2}, & \theta_{ref} > \theta_{M1} \\ \theta_{M1} - \theta_{ref}, & \theta_{ref} < \theta_{M1} \end{cases} \quad (13)$$

$$e_{2m} = \begin{cases} \theta_{M1} - \frac{\theta_{M1} + \theta_{M2}}{2}, & \theta_{ref} < \theta_{M2} \\ \theta_{M1} - \theta_{ref}, & \theta_{ref} > \theta_{M2} \end{cases} \quad (14)$$

$$u_{1m} = K_1^{-1} e_{1m} + K_2^{-1} e_{2m} \quad (15)$$

式中： $e_{1m}$  和  $e_{2m}$  分别为电机 1 和电机 2 的位置同步

误差； $u_{1m}$  为电机的补充扭矩； $K_1^{-1}$  和  $K_2^{-1}$  为电机 1 和电机 2 的扭矩分配系数。

### 3 系统仿真及结果分析

根据图 6 所示算法框图，结合 ADRC 控制器的仿真模型，在 Matlab/Simulink 环境下构建双电机控制系统仿真模型，如图 8 所示。

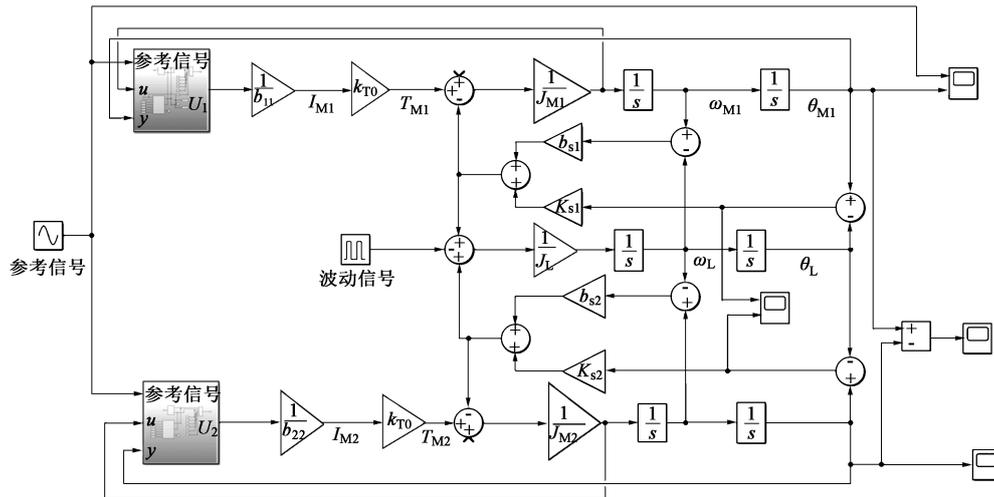


图 8 基于 ADRC 控制器仿真模型图

Fig. 8 Simulation model diagram based on ADRC controller

从图 9 可以看出，在参考信号为正弦信号  $\sin(\cdot)$  时，电机的跟踪效果拟合较好，在前期跟踪期间会存在 0.02 mm 的角位置跟踪误差，后期跟踪效果良好，位置跟踪精度高。

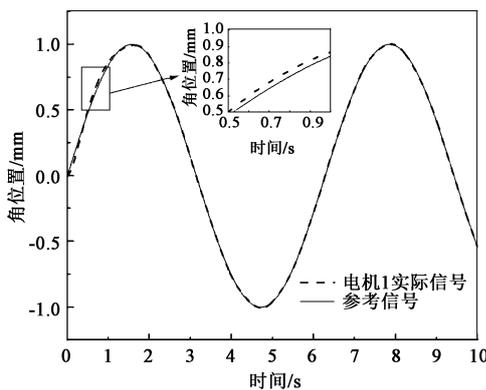


图 9 电机 1 角位置实际信号跟踪效果图

Fig. 9 Tracking effect diagram of actual signal at corner position of motor 1

从图 10 可以看出，在电机方波干扰的作用下，采用自抗扰控制的同步误差最大为 0.04 mm，出现在电机启动期间，当电机处于稳态下的稳定误差在 0.02 mm 以内，对压力机的跟踪目标更加平稳。

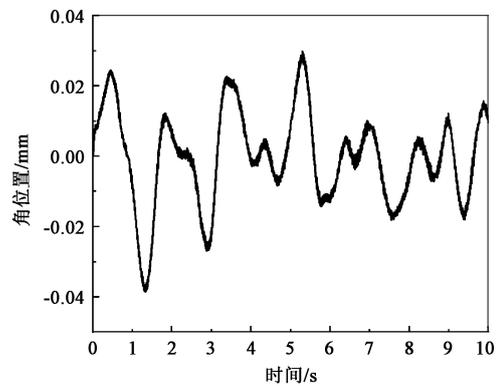


图 10 电机 1 和电机 2 的角位置同步误差效果图

Fig. 10 Effect diagram of angular position synchronization error for motor 1 and motor 2

从图 11 可以看出，参考信号为正弦信号下的扩张状态观测器的估计值拟合状态良好，对估计电机的不确定扰动量起到良好的作用，估计误差值在 0.02 mm 以内，具有较为良好的效果。

### 4 结语

本文提出了一种求解伺服凸轮式压力机双电机

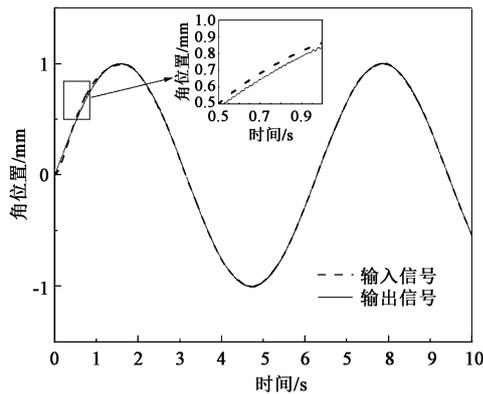


图11 正弦信号下ESO拟合结果

Fig. 11 ESO fitting result under sinusoidal signal

同步控制系统的自抗扰扭矩分配算法。与传统的双电机系统基于主从控制和交叉耦合控制的方法不同, 本文将双电机系统视为一个TITO系统, 将凸轮轴的扭转变形引入控制器中改善同步控制效果。采用解耦控制的思想, 通过对解耦矩阵 $B_0$ 进行静态解耦, 采用ESO进行动态解耦。ESO将自动观察和补偿两个电机之间机械结构的复杂特性和不确定干扰。在仿真实验中比较了该控制方法与交叉耦合控制的效果。实验结果表明, 该算法可以提高跟踪和同步精度, 为解决双电机系统问题提供了另一种思路。

#### 参考文献:

- [1] 闵建成. 电池壳成形技术研究 [J]. 锻造与冲压, 2022, (2): 37-42.  
Min J C. Research on battery shell forming [J]. Forging & Metal-forming, 2022, (2): 37-42.
- [2] 景乔, 赵升吨, 丘铭军, 等. 交流伺服式机械压力机及其关键技术探讨 [J]. 重型机械, 2023, (4): 1-11.  
Jing Q, Zhao S D, Qiu M J, et al. Discussion on AC servo mechanical press and its key technologies [J]. Heavy Machinery, 2023, (4): 1-11.
- [3] 孙文, 田文春, 纪小虎, 等. 工艺参数对圆筒形电池壳拉深的影响 [J]. 锻造与冲压, 2022, (20): 23-26.  
Sun W, Tian W C, Ji X H, et al. Influence of process parameters on deep drawing of cylindrical battery cases [J]. Forging & Metal-forming, 2022, (20): 23-26.
- [4] 华林, 胡志力, 汪锐. 一种凸轮直驱的机械压力机 [P]. 中国: CN202110849550.0, 2021-10-12.  
Hua L, Hu Z L, Wang R. A mechanical press with cam direct drive [P]. China: CN202110849550.0, 2021-10-12.
- [5] 叶宇豪, 彭飞, 黄允凯. 多电机同步运动控制技术综述 [J]. 电工技术学报, 2021, 36 (14): 2922-2935.  
Ye Y H, Peng F, Huang Y K. Overview of multi-motor synchronous motion control technology [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36 (14): 2922-2935.
- [6] 罗亚琴, 孙建忠, 刘然. 基于转矩跟随主从控制策略的多电机同步控制 [J]. 电机技术, 2011, (6): 8-11.  
Luo Y Q, Sun J Z, Liu R. Synchronization control in multi-motor system based on the torque following master and slave control strategy [J]. Electrical Machinery Technology, 2011, (6): 8-11.
- [7] 赵希梅, 赵久威. 精密直驱龙门系统的交叉耦合互补滑模控制 [J]. 电工技术学报, 2015, 30 (11): 7-12.  
Zhao X M, Zhao J W. Cross-coupled complementary sliding mode control for precision direct-drive gantry system [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30 (11): 7-12.
- [8] 隋义, 尹佐生, 郑萍, 等. 单双层混合绕组型低互感五相容错永磁电机的电磁问题研究 [J]. 中国电机工程学报, 2022, 42 (1): 329-340.  
Sui Y, Yin Z S, Zheng P, et al. Research on electromagnetic problems of low-mutual-inductance five-phase fault-tolerant PMSM with hybrid single/double-layer FSCW [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42 (1): 329-340.
- [9] 王飞飞, 张明, 王强. 双马达伺服系统改进 PSO 和 ECF 相结合同步控制 [J]. 中国工程机械学报, 2022, 20 (2): 151-155.  
Wang F F, Zhang M, Wang Q. Synchronization control of dual motor servo system with improved PSO and ECF [J]. Chinese Journal of Construction Machinery, 2022, 20 (2): 151-155.
- [10] 石晴晴, 张润锋, 张连洪, 等. 基于强化学习算法的水下滑翔机路径跟踪研究 [J]. 中国机械工程, 2023, 34 (9): 1100-1110.  
Shi Q Q, Zhang R F, Zhang L H, et al. Research on underwater gliders path tracking based on reinforcement learning algorithm [J]. China Mechanical Engineering, 2023, 34 (9): 1100-1110.
- [11] 赵明宇, 魏永清. 六相双机共轴驱动系统的主从式控制策略研究 [J]. 舰船科学技术, 2023, 45 (4): 98-102, 127.  
Zhao M Y, Wei Y Q. Research on master-slave control strategy of six phase dual motor coaxial drive system [J]. Ship Science and Technology, 2023, 45 (4): 98-102, 127.
- [12] Zou S C, Zhao W Z, Wang C Y. Tracking and synchronization control strategy of vehicle dual-motor steer-by-wire system via super-twisting SOSMC and MDCS [J]. Mechanical Systems and Signal Processing, 2022, 183 (10): 109638.
- [13] 石欢, 孙乐, 李志刚, 等. 基于模型预测的双电机驱动系统协调控制方法 [J]. 中国电机工程学报, 2022, 42 (23): 8740-8750.  
Shi H, Sun L, Li Z G, et al. Coordination control of a dual-motor drive system with the model prediction [J]. Proceedings of the Chinese Society for Electrical Engineering, 2022, 42 (23): 8740-8750.
- [14] Zhong G L, Yi H D, Dou W Q. Design of dual-drive vertical lift servo system and synchronous control performance analysis [J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2022, 25 (6): 2927-2937.
- [15] 郑杰基, 陈凌宇, 范大鹏, 等. 双电机精密传动机构消除方法研究 [J]. 中国机械工程, 2022, 33 (22): 2684-2692.  
Zheng J J, Chen L Y, Fan D P, et al. Research on backlash elimination method of dual-motor precision transmission mechanisms [J]. China Mechanical Engineering, 2022, 33 (22): 2684-2692.
- [16] 李敏, 王家序, 肖科, 等. 基于模糊 RBF 神经网络动态摩擦分块补偿的机器人数字鲁棒滑模控制算法 [J]. 中国机械工程, 2012, 23 (23): 2792-2796.