

本文全文线上首发由
上海电机系统节能工程技术
研究中心有限公司
支持

郝建伟,鲍久圣,葛世荣,胡而已,
杨小林,阴妍.
带式输送机永磁驱动系统自抗
扰同步控制策略.
电机与控制应用,2021,48(9):27.

MTST系列 电机型式试验系统



MTST系列 电机型式试验系统①



MTST系列 电机型式试验系统②



MTST系列 电机型式试验系统③



MTST系列 电机型式试验系统④



MTST系列 电机型式试验系统⑤

CS-XY型电机出厂试验测试系统



DZC系列电机定子性能综合测试仪



TZ型电机堵转转矩测试仪



RZJ系列绕组匝间冲击耐电压测试仪



SEARI
上电科



地址: 上海市武宁路505号 传真: 021-62163904

电话: 021-62574990-436、18918357509

邮编: 200063

邮箱: wangcj@seari.com.cn

上海电机系统节能工程技术研究中心有限公司 www.seari.com.cn

带式输送机永磁驱动系统自抗扰同步控制策略^{*}

郝建伟¹, 鲍久圣¹, 葛世荣², 胡而已¹, 杨小林³, 阴妍¹

[1. 中国矿业大学 机电工程学院, 江苏 徐州 221116;

2. 中国矿业大学(北京) 机电与信息工程学院, 北京 100083;

3. 北京百正创源科技有限公司, 北京 100081]

摘 要: 针对带式输送机永磁驱动系统采用 PID 控制器进行控制时电机的控制性能差和采用多电机驱动时电机间转速不同步、稳定性差等问题, 提出了带式输送机多永磁电机驱动系统自抗扰同步控制策略。基于自抗扰控制(ADRC)技术设计了 2 种调速控制策略, 并搭建仿真模型进行了对比试验; 随后结合模糊 PID 控制技术对传统偏差耦合控制进行结构改进, 并以矿用带式输送机多永磁电机驱动系统为控制对象, 开展基于主从、传统偏差耦合和改进型偏差耦合同步控制结构的仿真。结果表明, 基于二阶 ADRC 和改进型偏差耦合控制结构的带式输送机多永磁电机驱动系统同步控制策略具有更好的抗干扰能力、控制精度和同步性, 有利于带式输送机平稳高效的安全运行。

关键词: 带式输送机; 永磁同步电机; 自抗扰控制; 偏差耦合控制; 模糊 PID 速度补偿器

中图分类号: TM 351 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2021)09-0027-09

doi: 10.12177/emca.2021.063

Active Disturbance Rejection Synchronous Control Strategy of Permanent Magnet Motor Drive System for Belt Conveyor^{*}

HAO Jianwei¹, BAO Jiusheng¹, GE Shirong², HU Eryi¹, YANG Xiaolin³, YIN Yan¹

(1. School of Mechatronic Engineering, China University of Mining and Technology, Xuzhou 221116, China;

2. School of Mechanical Electronic & Information Engineering, China University of Mining and Technology (Beijing), Beijing 100083, China;

3. Beijing BeTech Co., Ltd., Beijing 100081, China)

Abstract: The control performance of permanent magnet direct drive system of belt conveyor is poor when PID is used for speed regulation control, and the problems of asynchronous speed and poor stability between motors occur when multiple permanent magnet motors are used to drive at the same time. The active disturbance rejection synchronous control strategy of multi-permanent-magnet-motor drive system of belt conveyor is proposed. Based on the active disturbance rejection control (ADRC) technology, two speed control strategies are designed and the comparative experiments are carried out by building a simulation model. The optimal speed control strategy is selected, and the structure of the traditional deviation coupling control is improved by combining fuzzy PID control. Taking the multi-permanent-magnet-motor drive system as the control object, the synchronization control experiments based on the master-slave, the traditional deviation coupling and the improved deviation coupling synchronization control structures are carried out. The results show that the synchronous control strategy of multi-permanent-magnet-

收稿日期: 2021-05-10; 收到修改稿日期: 2021-06-15

^{*} 基金项目: 国家煤矿安全监察局科研项目(2019-行管司-022-02); 江苏高校优势学科建设工程资助项目

作者简介: 郝建伟(1998—), 男, 硕士研究生, 研究方向为矿用永磁同步电机控制应用。

鲍久圣(1979—), 男, 博士, 教授, 研究方向为矿山智能运输技术与装备。(通信作者)

motor drive system for mining heavy belt conveyor based on second-order ADRC and improved deviation coupling control structure has better anti-interference ability, control accuracy and synchronization.

Key words: belt conveyor; permanent magnet synchronous motor (PMSM); active disturbance rejection control (ADRC); deviation coupling control; fuzzy PID speed compensator

0 引言

煤矿智能化是煤炭工业高质量发展的核心技术支撑。加快煤矿智能化发展,是中国煤炭工业高质量发展的战略任务和必由之路^[1]。带式输送机作为煤矿井下主要的煤炭运输设备,正朝着重型化、智能化的方向发展^[2]。当今带式输送机多采用交流异步电机配合减速器、液力耦合器等中间传动装置进行驱动,存在效率低、起动不平稳、重载起动困难等问题,制约着带式输送机驱动系统的智能化发展。永磁同步电机(PMSM)工作原理不同于异步电机,具有低转速、大转矩、功率因数高等特性,可直接驱动带式输送机,无需中间传动装置,提高了系统的传动效率和可靠性,便于实现智能化控制^[3]。

当前,在传统 PID 调速控制策略的基础上,国内外研究学者又提出了许多先进的 PMSM 调速控制策略,例如:Klinlaor 等^[4]提出了一种抗饱和的 PI 控制策略调节 PMSM 的转子转速,减小了电机起动转矩的超调量和反应时间;杨永乐等^[5]针对 PMSM 调速系统易受电机参数负载扰动变化影响的问题,提出了基于负载观测的滑模变结构的 PMSM 矢量调速控制,提高了系统反应速度和鲁棒性;孙玉良等^[6]在传统矢量控制的基础上引入了模型参考自适应控制算法,实现了 PID 控制器中参数的动态调节,降低了系统的控制误差;王福杰^[7]对比分析了模糊 PID 控制和 BP 神经网络 PID 控制的 PMSM 调速方案,得出了神经网络 PID 控制抗扰动优于模糊 PID 控制,而在实时性方面模糊 PID 控制更有优势的结论。

在带式输送机的多电机驱动系统中,多电机同时工作易出现电机间不同步运转现象^[8],甚至造成电机损坏。针对该现象国内外研究人员提出了不同的多电机同步控制策略,例如:蒋毅^[9]将模糊理论与虚拟主轴控制结构相结合,优化了系统同步性能;Zhang 等^[10]将模型预测控制与相邻耦合控制结构结合,提出了基于串级预测控制的速

度同步控制方法,提高了系统的抗干扰能力和同步性能等。

目前国内外的研究重点多针对于高速小功率 PMSM,对矿用低速大功率 PMSM 研究相对较少。模糊控制、模型参考自适应控制和人工智能控制算法多与 PID 控制算法相结合,可以实现 PID 控制器中参数的动态调节,但是其需要对建立的模型进行大量训练以此获得精确的参数调整规则,实现过程较复杂,也受限于 PID 控制算法自身原理的缺陷,难以达到较优异的控制性能;滑模变结构控制摆脱了传统 PID 控制算法的限制,但在进行控制律切换时存在抖振问题,降低了控制精度等。因此,基于当前带式输送机多 PMSM 调速控制策略、同步控制策略研究的不足和自抗扰控制(ADRC)在抗干扰能力、调节速度上的显著优势,本文提出了基于 ADRC 的带式输送机多永磁电机驱动系统同步控制策略,通过在 MATLAB/Simulink 中对比仿真分析,验证其能有效提高带式输送机多电机驱动系统的抗干扰能力、控制精度和同步性能。

1 PMSM 自抗扰调速控制策略

为了解决传统 PMSM 调速控制策略中 PID 控制器的缺陷,韩京清^[11]于 20 世纪末提出了 ADRC 的概念和结构原理。如图 1 所示,ADRC 主要由跟踪微分器(TD)、扩张状态观测器(ESO)和非线性反馈控制律(NLSEF)3 部分组成。

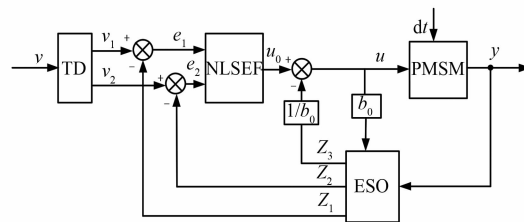


图1 ADRC 结构原理图

传统的非线性自抗扰控制(NLADRC)设计和调参较复杂,故本文将基于线性自抗扰控制(LADRC)并以 $i_d=0$ 矢量控制为基础设计 2 种不

同的 PMSM 自抗扰调速控制策略。

1.1 一阶 ADRC 控制器设计

图 2 为一阶 LADRC 控制器调速控制策略, 将传统矢量双闭环控制中的转速环 PID 控制器替换成一阶 LADRC 控制器, 电流环仍采用 PID 控制器实现对电机的矢量调速控制, 其设计过程如下。

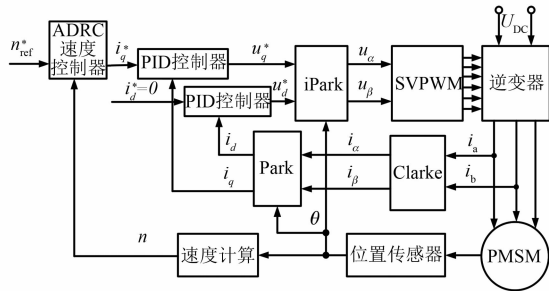


图 2 一阶 LADRC 调速控制策略框图

由 PMSM 机械运动方程可知:

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{3p i_q \varphi_f}{2J} - \frac{T_L}{J} - \frac{B\omega_m}{J} \quad (1)$$

式中: ω_m 为电机机械角速度; T_L 为电机负载转矩; p 、 J 、 φ_f 、 B 分别为电机极对数、转动惯量、定子磁链和阻尼系数; i_q 为电机 q 轴分量电流。

令 $x_v = \omega_m$; $u_v = i_q$; $y_v = x_v$; $b_{v0} = 1.5p\varphi_f/J$; $f_v(\omega_m, T_L, t) = (-T_L - B\omega_m)/J$, 其中 ω_m 可由观测器直接进行观测, 则总干扰信号 $f_v(\cdot)$ 可分为已知干扰信号 $f_{v0}(\dot{\omega}_m) = -B\dot{\omega}_m/J$ 和未知干扰信号 $f_{v1}(\cdot) = f_v(\cdot) - f_{v0}(\cdot)$ 。则电机的速度控制数学模型可化成标准形式^[11]:

$$\begin{cases} \dot{x}_v = f_v(\omega_m, T_L, t) + b_{v0}u_v \\ y_v = x_v \end{cases} \quad (2)$$

由于转速环控制不需要生成转速的微分信号, 故省略 TD。结合上述设计速度环 LADRC 控制器的 ESO 和 NLSEF 为

$$\begin{cases} e_v = z_{v1} - y_v \\ \dot{z}_{v1} = z_{v2} + f_{v0}(\dot{\omega}_m) - \beta_{v01}e_v + b_{v0}u_v \\ \dot{z}_{v2} = -\beta_{v02}e_v \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} e_{v1} = n_{ref} - z_{v1} \\ u_{v0} = \beta_{v1}e_{v1} \\ u_v = u_{v0} - [z_{v2} + f_{v0}(\dot{\omega}_m)]/b_{v0} \end{cases} \quad (4)$$

式中: z_{v1} 为转速观测信号; z_{v2} 为转速中未知干扰

的观测信号; n_{ref} 为电机给定转速; β_{v1} 、 β_{v01} 、 β_{v02} 为待定系数; u_v 为一阶 LADRC 控制信号; δ_v 为线性段的区间长度, 取 0.01。

电流环采用 PI 控制器即可满足要求, 其设计较简单, 本文不做过多阐述, 其控制器参数为 $K_{pd} = K_{pq} = 20$, $K_{id} = K_{iq} = 150$ 。

1.2 二阶 ADRC 控制器设计

由于 ADRC 具有处理高阶被控对象的特性, 所以提出第 2 种基于 LADRC 控制器的调速控制策略。如图 3 所示, 将速度控制器和 q 轴电流控制器整合成二阶 LADRC 控制器, 其设计过程如下。

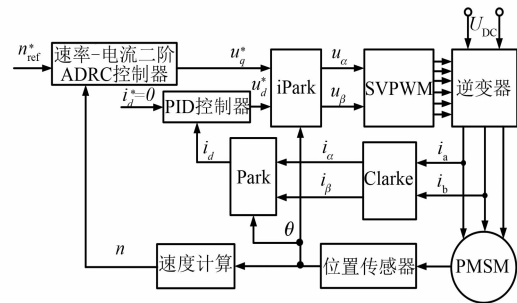


图 3 二阶 LADRC 调速控制策略框图

对式(1)求导后并化简得:

$$\frac{d^2\omega_m}{dt^2} = \frac{3p\varphi_f(u_q - Ri_q - \omega_e\varphi_d)}{2JL_q} - \frac{\dot{T}_L}{J} - \frac{B\dot{\omega}_m}{J} \quad (5)$$

令 $x_1 = \omega_m$; $x_2 = \dot{\omega}_m$; $u = u_q$; $y = x_1$; $b_0 = 1.5p\varphi_f/JL_q$; $f(\cdot) = 1.5p\varphi_f(-Ri_q - \omega_e\varphi_d)/JL_q - \dot{T}_L/J - B\dot{\omega}_m/J$, 其中 ω_m 可通过扩张状态观测器直接进行观测, 所以总干扰信号 $f(\cdot)$ 可分为已知干扰信号 $f_0(\cdot) = -1.5p\varphi_f p\varphi_d \dot{\omega}_m/JL_q - B\dot{\omega}_m/J$ 和未知干扰信号 $f_1(\cdot) = f(\cdot) - f_0(\cdot)$ 。则式(5)可化为标准型:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = f(\cdot) + b_0u \\ y = x_1 \end{cases} \quad (6)$$

设计二阶速度-电流环 LADRC 控制器 TD 为

$$\begin{cases} fh = fhan(v_1 - v, v_2, r, h_0) \\ \dot{v}_1 = v_2 \\ \dot{v}_2 = fh \end{cases} \quad (7)$$

式中: v_1 为转速的跟踪信号; v_2 为转速跟踪信号的微分信号; fh 为最速控制综合函数, 其具体推导过

程可参考文献[11],其数学公式为

$$\begin{cases} d = rh_0 \\ d_0 = h_0 d \\ y_{\text{han}} = v_1 - v + h_0 v_2 \\ a_0 = \sqrt{d^2 + 8r |y_{\text{han}}|} \\ a = \begin{cases} v_2 + \frac{(a_0 - d)}{2} \text{sign}(y_{\text{han}}), & |y_{\text{han}}| > d_0 \\ v_2 + y_{\text{han}}/h_0, & |y_{\text{han}}| \leq d_0 \end{cases} \\ f_{\text{han}} = - \begin{cases} r \text{sign}(a), & |a| > d \\ ra/d, & |a| \leq d \end{cases} \end{cases} \quad (8)$$

式中: r 为决定跟踪速度的速度因子; h_0 为TD的滤波因子,取0.01; $\text{sign}(\cdot)$ 为符号函数。

设计二阶速度-电流环LADRC控制器的ESO和NLSEF分别为

$$\begin{cases} e = z_1 - y \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_{01} e \\ \dot{z}_2 = z_3 + f_0(\cdot) - \beta_{02} e + b_0 u \\ \dot{z}_3 = -\beta_{03} e \end{cases} \quad (9)$$

$$\begin{cases} e_1 = v_1 - z_1 \\ e_2 = v_2 - z_2 \\ u_0 = \beta_1 e_1 + \beta_2 e_2 \\ u = u_0 - [z_3 + f_0(\cdot)]/b_0 \end{cases} \quad (10)$$

式中: $\beta_{01} \beta_{02} \beta_{03} \beta_1 \beta_2$ 为待定系数; z_1 和 z_2 分别是 v_1 和 v_2 的观测信号; z_3 为未知干扰的观测信号; u 为二阶LADRC控制信号。

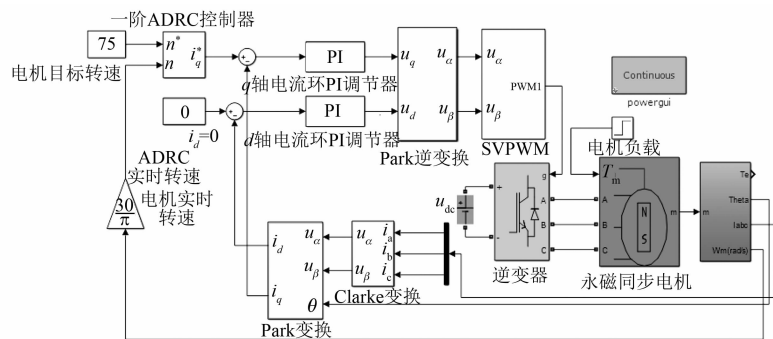
1.3 PMSM 调速控制策略仿真

选定某品牌大功率PMSM为研究对象,开展仿真对比分析,具体参数如表1所示。

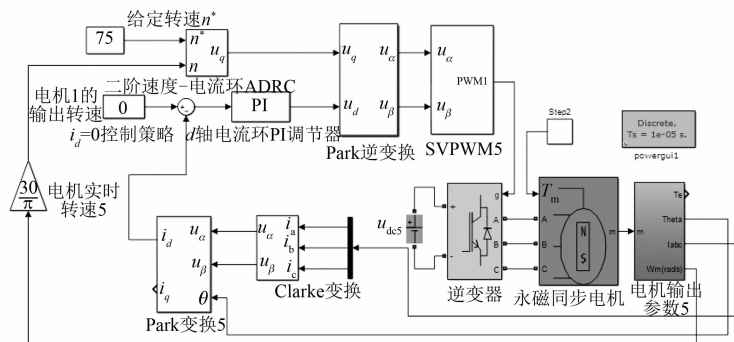
表1 PMSM 参数

参数名称	参数值
极对数 p	16
定子电阻值 R/Ω	0.075 5
定子 d 、 q 轴电感值 L_d 、 L_q/mH	6.53
转子转动惯量 $J/(\text{kg}\cdot\text{m}^2)$	474
永磁体磁链 φ_f/Wb	6.08
阻尼系数 $B/(\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{s})$	0.002
额定负载转矩 $T_L/(\text{N}\cdot\text{m})$	50 935

在MATLAB/Simulink中搭建基于LADRC控制器矢量调速控制模型,如图4所示。



(a) 一阶LADRC矢量控制模型图



(b) 二阶LADRC矢量控制模型图

图4 LADRC 控制器矢量控制模型图

对于一个性能优良的控制器的设计,控制器的参数调整同样重要。针对 LADRC 控制器中参数较多、调整较困难等问题,Gao^[12]将观测器带宽 w_0 引入到对 LADRC 控制器中各参数的整定工作中,提出了在满足控制要求的前提下二阶 ESO 中待定参数可设为: $\beta_1=2w_0, \beta_2=w_0^2$;三阶 ESO 中待定参数可设为: $\beta_1=3w_0, \beta_2=3w_0^2, \beta_3=w_0^3$ 的规律,极大地降低了 LADRC 控制器中调参的难度。因此,在其基础上借鉴参考文献^[13],确定速度环中观测器带宽为 300,控制器各参数如表 2、表 3 所示。同时设置一组基于 PI 控制器 PMSM 调速仿真对比试验,其中 PI 控制器中各参数为,转速环 $K_{pv}=30, K_{iv}=200, d、q$ 电流环 PI 控制器参数不变。

表 2 一阶 LADRC 控制器参数			
参数	β_{v1}	β_{v01}	β_{v02}
数值	10 000	$2w_0$	w_0^2

表 3 二阶 LADRC 控制器参数						
参数	r	β_1	β_2	β_{01}	β_{02}	β_{03}
数值	300	20 000	350	$3w_0$	$3w_0^2$	w_0^3

为了比较 3 种不同控制策略性能的优劣,在 3 种不同运转工况下进行了电机仿真试验对比。

1.3.1 电机空载运转工况

带式输送机电机空载运转阶段仅需承受输送带的自重,故设空载运转工况下所受负载转矩为 5 000 N·m,其生成转速、转矩曲线如图 5、图 6 所示。



图 5 空载工况下电机的输出速度曲线

由图 5、6 看出,空载工况下基于 PI 控制器和一阶 LADRC 控制器的电机在起动时超调量较大,需要较长时间才能达到额定转速,而二阶 LADRC 控制器的电机几乎无超调,在 0.1 s 就达到了额定转速,并且基于二阶 LADRC 控制器的电机输出转速和电磁转矩的整体波动均更小。

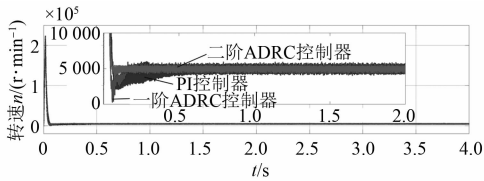


图 6 空载工况下电机的输出电磁转矩曲线

电机起动时由于给定的速度信号是阶跃起动信号,会导致电机输入电流过大,而实际电机很难能承受过大电流,所以带式输送机驱动电机应采用软起动的方式,由于本文仅对控制策略性能进行比较验证,在此对其起动方式不做过多阐述。

1.3.2 电机满载运转工况

当带式输送机由于各种故障导致停机而再次起动时,电机往往处于满负载的工况下,设其满载工况的负载转矩为电机的额定负载转矩 50 935 N·m,其生成转速、转矩曲线如图 7、图 8 所示。

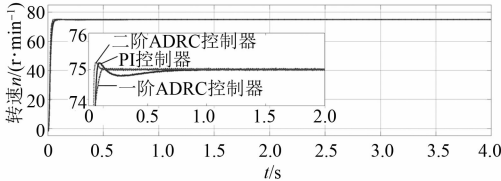


图 7 满载工况下电机的输出速度曲线

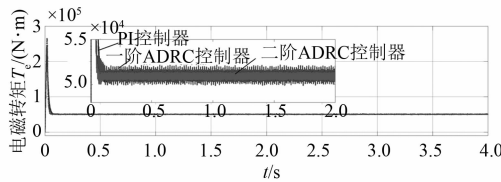


图 8 满载工况下电机的输出电磁转矩曲线

从图 7、图 8 可知,满载工况下 3 种控制器均能较快地使电机达到稳定运转状态,基于 PI 控制器的电机转速达到稳定前有一定波动,基于一阶 LADRC 控制器的电机转速超调量最小,但是其输出电磁转矩波动较大,基于二阶 LADRC 控制器的电机转速有轻微超调,达到稳定运转时间较快,运转期间输出电磁转矩波动最小。

1.3.3 电机处于变负载运转工况

表 4 中,设置带式输送机遵循由空载—轻载—重载—停机的变负载运行工况,其生成的速度、转矩曲线,如图 9、图 10 所示。

表 4 电机变负载仿真工况

时间/s	0~1	1~2	2~3	3~4
工况负载	空载	轻载	重载	停机
转矩/(N·m)	5 000	15 000	40 000	0

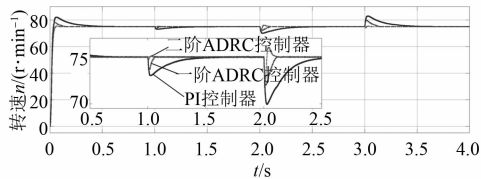


图 9 变负载工况下电机的输出速度曲线

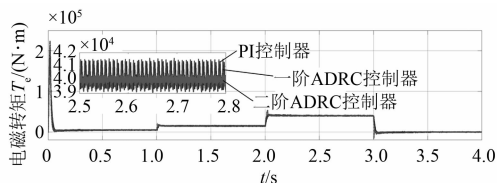


图 10 变负载工况下电机的输出电磁转矩曲线

由图 9、图 10 可知，基于 PI 控制的电机转速超调量较大，受到负载冲击时调节时间较长，电机输出电磁转矩波动较大；基于一阶 LADRC 控制的电机受到负载冲击时反应时间较快，但在起始时电机转速存在超调，且在运转期间输出电磁转矩波动也较大；基于二阶 LADRC 控制的电机在极短时间内几乎无超调的达到额定转速，运转期间输出电磁转矩波动较小，受到负载冲击时调节时间最短。

综上所述，基于二阶 LADRC 控制器的控制策略具有更好的控制性能，因此本文将基于二阶 LADRC 控制器开展带式输送机多永磁直驱系统同步控制策略研究。

2 带式输送机多永磁电机驱动系统同步控制策略

多永磁电机驱动带式输送机运转时由于存在机械安装和制造误差、落煤量差异等问题，易造成电机间转速不同步现象。传统偏差耦合同步结构虽然结构简单，但其速度补偿器为固定增益，仅考虑了转动惯量对各电机同步性能的影响^[14]。因此本文基于模糊 PI 速度补偿器提出了改进型偏差耦合同步控制结构（图 11），其模糊 PI 速度补偿器数学表达式为

$$\beta_i = \left[(K_p + \Delta K_p) e_i + (K_i + \Delta K_i) \int e_i dt \right] + \varepsilon_i \quad (11)$$

式中： e_i 为电机 i 与其他电机的转速差之和； $\varepsilon_i = n_i - \bar{n}$ ， $\bar{n} = (n_1 + n_2 + n_3) / 3$ ； K_p 、 K_i 分别代表 PI 速度补偿器的比例增益和积分增益； ΔK_p 、 ΔK_i 分别代表 PI 速度补偿器中比例增益和积分增益的补偿量。

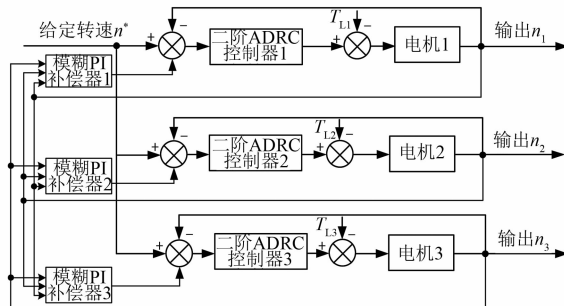
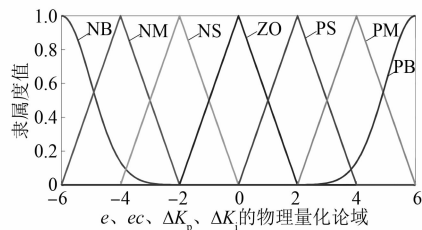


图 11 改进型偏差耦合控制结构

2.1 模糊 PI 补偿器设计

模糊 PI 补偿器设计主要包括输入输出变量模糊化、建立模糊规则、模糊逻辑推理、解模糊化 4 个过程^[15]。

输入输出变量模糊化。确定电机转速差 e 和转速差变化率 ec 的物理论域分别为 $[-2, 2]$ 和 $[-500, 500]$ ， ΔK_p 和 ΔK_i 物理论域分别为 $[-10, 10]$ 和 $[-50, 50]$ ，其中 PI 速度补偿器初始值设为 $K_p = 20$ ， $K_i = 150$ 。为了便于分析与计算本文选择将输入 e 、 ec 和输出 ΔK_p 、 ΔK_i 的物理论域统一量化到 $[-6, 6]$ 集合区间，将输入 e 、 ec 和输出 ΔK_p 、 ΔK_i 的物理量化论域集合均变换成模糊语言集合： $\{NB(负大), NM(负中), NS(负小), ZO(零), PS(正小), PM(正中), PB(正大)\}$ ，并确定如图 12 所示的隶属度曲线。

图 12 e 、 ec 、 ΔK_p 、 ΔK_i 的隶属度曲线

模糊规则和逻辑推理。依据长期实践的总结和专家经验，建立如下模糊规则^[16]：

(1) 当转速误差 e 为 PB、NB 时，若转速误差

变化率 ec 为 NS、PS 或者 ZO 时,应当在保证无超调的情况下尽量增大 K_p ;

(2) 当转速误差变化率 ec 为 PB、NB 时,若 e 很小,应减小 K_p 和 K_i ,反之应当增大 K_p 和 K_i ;

(3) 当误差 e 和 ec 同号时,说明转速误差朝着增大的方向发展,应该同时增大 K_p 和 K_i ;当误差 e 和 ec 异号时,说明转速误差朝着减小的方向发展,应当减小 K_p 和 K_i 。

依据上述 3 条模糊规则建立 ΔK_p 和 ΔK_i 的模糊控制决策表如表 5、表 6 所示。由于模糊控制中的解模糊化的常用方法固定,在 Simulink 中的 Fuzzy Logic Controller 模块中自带解模糊化过程,故这里针对解模糊化过程不做设计。

表 5 ΔK_p 的模糊控制决策表

ΔK_p		ec						
		NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
e	NB	PB	PB	PM	PM	PS	ZO	ZO
	NM	PB	PB	PM	PS	PS	ZO	NS
	NS	PM	PM	PM	PS	ZO	NS	NS
	ZO	PM	PM	PS	ZO	NS	NM	NM
	PS	PS	PS	ZO	NS	NS	NM	NM
	PM	PS	ZO	NS	NM	NM	NM	NB
	PB	ZO	ZO	NM	NM	NM	NB	NB

表 6 ΔK_i 的模糊控制决策表

ΔK_i		ec						
		NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
e	NB	NB	NB	NM	NM	NS	ZO	ZO
	NM	NB	NB	NM	NM	NS	ZO	ZO
	NS	NB	NM	NS	NS	ZO	PS	PS
	ZO	NM	NM	NS	ZO	PS	PM	PM
	PS	NM	NS	ZO	PS	PS	PM	PB
	PM	ZO	ZO	PS	PS	PM	PB	PB
	PB	ZO	ZO	PS	PM	PM	PB	PB

2.2 带式输送机永磁驱动系统同步控制仿真

为了验证改进型偏差耦合同步控制策略的同步性能,开展主从、传统偏差耦合和改进型偏差耦合控制结构的同步控制仿真对比。3 台电机(电机参数相同)仿真工况仍遵循空载-轻载-重载-停机进行研究,如图 13 所示,其输出转速、电机同步误差、电磁转矩曲线如图 14~图 16 所示。试验电

机分别命名为电机 1、电机 2、电机 3。

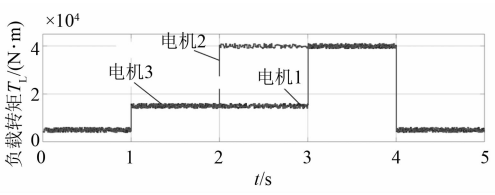
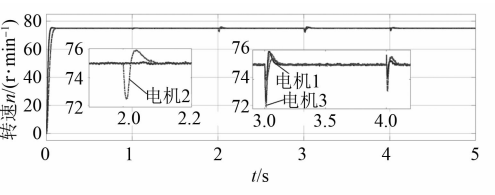
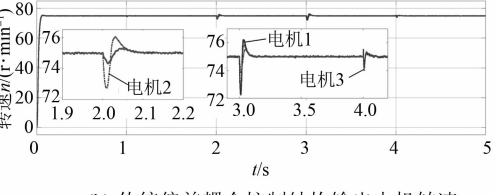


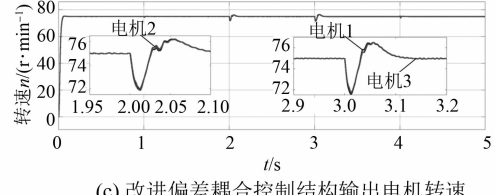
图 13 多 PMSM 仿真工况



(a) 主从控制结构输出电机转速



(b) 传统偏差耦合控制结构输出电机转速



(c) 改进偏差耦合控制结构输出电机转速

图 14 3 种控制结构输出转速

由图 14 对比可以看出,电机在起始时响应速度均较快,当电机 2 在第 2 s 受到的较大负载冲击时,主从控制结构中电机 2 的转速下降接近 3 r/min,电机 1 和电机 3 转速不发生变化,导致在第 2 s 时主从控制结构中电机间存在较大的转速差;传统偏差耦合控制结构中电机 2 转速的变化引起了电机 1 和电机 3 的同步变化,但是其同步变化速度跟不上电机 2 转速的下降速度,故电机 2 与另外 2 台电机间也存在较大转速差;改进型偏差耦合控制结构通过动态调整 PID 速度补偿器中的参数,使电机在转动过程中电机间转速误差始终保持在较小的范围内,因此在改进型偏差耦合控制结构中 3 台电机仅存在较小的转速误差。由图 15 也可以看出,主从控制结构电机间同步性较差,最大转速差达 33 r/min;传统偏差耦合控制同步性次之,最大转速差接近 2 r/min,而改进型

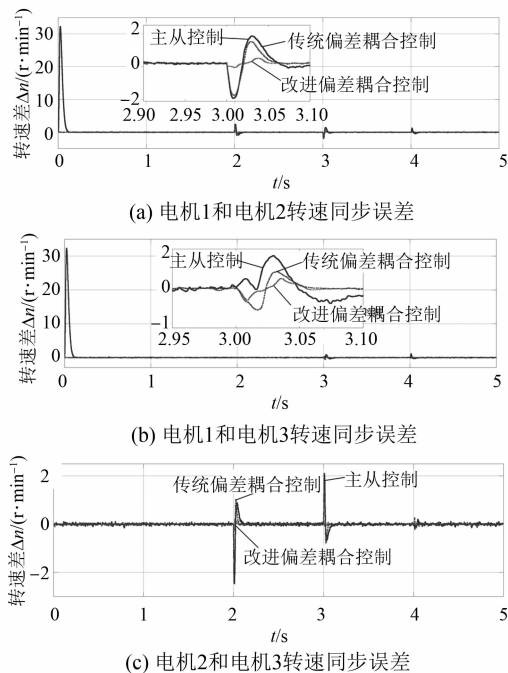


图 15 3 种控制结构电机间同步误差

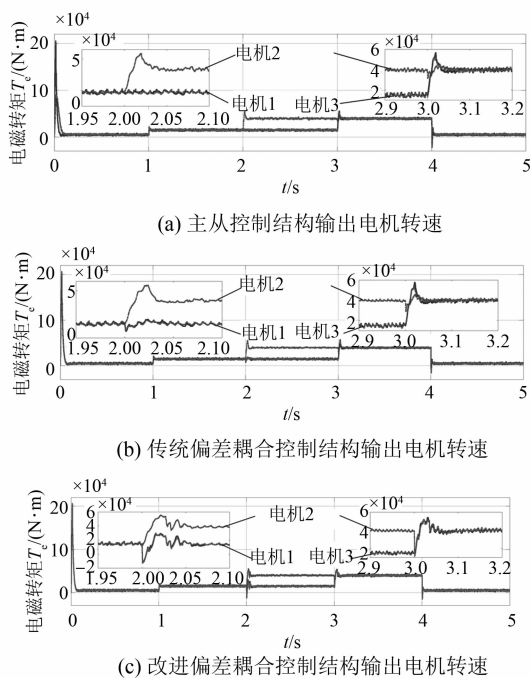


图 16 3 种控制结构输出电磁转矩

偏差耦合控制同步性最好,最大转速差低于 0.5 r/min 。在实际运行过程中电机达到平稳运转的前提是其输出的电磁转矩等于输入的负载转矩,当电机输出电磁转矩增大的瞬时其速度会瞬间下降,反之速度会瞬间上升。从图 16 对比分析

可知,在第 1 s 3 台电机同时受到接近的负载转矩冲击时,3 种控制结构中电机的输出电磁转矩变化趋势无明显差异;在第 2 s 电机 2 受到较大冲击后,主从控制结构中电机 1 和电机 3 的输出电磁转矩无变化,而偏差耦合同步控制结构中电机无主从之分,传统偏差耦合控制结构中电机 2 的负载转矩变化引起了电机 2 的输出电磁转矩的变化,电机 2 输出电磁转矩瞬间增加引起了电机 1 和电机 3 输出电磁转矩瞬间的微小跟随变化,但是其瞬时增加趋势较小,而改进型偏差耦合控制结构中电机 1 和电机 3 输出电磁转矩瞬时增加趋势较大,该趋势的大小会直接体现在电机间的转速中;在第 3 s 时,电机 1 和电机 3 负载转矩突变时,改进型偏差耦合控制结构在极短的时间内 3 台电机的输出电磁转矩就几乎达到相同。综上所述,改进型偏差耦合控制结构具有更好的同步性能。

3 结 语

本文基于 ADRC 技术、偏差耦合控制结构、模糊 PID 控制算法,提出了基于 ADRC 的带式输送机多永磁电机驱动系统同步控制策略,开展了相应的仿真对比试验,得出如下结论:

(1) 基于二阶 ADRC 控制器的大功率 PMSM 双闭环矢量控制策略具有更好的跟踪性能、响应速度和控制精度,解决了大功率 PMSM 抗干扰能力弱、非线性强和调节时间慢的弊端。

(2) 基于模糊 PID 速度补偿器的改进型偏差耦合控制结构进行多永磁电机同步控制时,实现了 PID 速度补偿器中参数的动态自调整,电机间具有较好的同步性能和稳定性,减少了由于不同步现象带来的电机损耗,延长了电机的使用寿命。

(3) 本文设计的控制策略虽然存在 ADRC 控制器难调参、仿真工况与实际工况有差别和缺乏物理试验等弊端,但是总体而言其对提高带式输送机多永磁电机驱动系统同步控制性能具有重要的研究价值和意义。

【参考文献】

- [1] 王国法,刘峰,庞义辉,等. 煤矿智能化——煤炭工业高质量发展的核心技术支持[J]. 煤炭学报, 2019, 44(2): 349.

- [2] 揭施军,熊晓燕,武兵,等. 带式输送机拉紧装置及其张力控制系统研究[J]. 工矿自动化,2018,44(2): 90.
- [3] 杨小林,葛世荣,祖洪斌,等. 带式输送机永磁智能驱动系统及其控制策略[J]. 煤炭学报,2020,45(6): 2116.
- [4] KLINLAOR K, CHULADAYCHA N. Improved speed control using anti-windup PI controller for direct torque control based on permanent magnet synchronous motor [C] // 2012 12th International Conference on Control, Automation and Systems, 2012.
- [5] 杨永乐,杨明发. 基于负载观测的永磁同步电机非奇异快速终端滑模控制[J]. 电机与控制应用,2020,47(8): 24.
- [6] 孙玉良,韩昌佩,王飞. 基于半实物仿真的高精度永磁同步电机控制方案[J]. 电机与控制应用,2016,43(9): 31.
- [7] 王福杰. 基于模糊 PID 控制和 BP 神经网络 PID 控制的永磁同步电机调速方案比较研究[J]. 微电机,2020,53(6): 103.
- [8] 薛彦波. 多机驱动带式输送机功率平衡控制方法[J]. 工矿自动化,2016,42(3): 74.
- [9] 蒋毅. 多永磁电机传动系统的同步控制策略研究[D]. 杭州:浙江大学,2014.
- [10] ZHANG C, WANG Z, CHEN W. Cascade model predictive control for multi-motor relative coupling synchronous system [C] // 2020 3rd International Conference on Unmanned Systems (ICUS), 2020.
- [11] 韩京清. 自抗干扰控制技术:估计补偿不确定因素的控制技术[M]. 北京:国防工业出版社,2008.
- [12] GAO Z. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning[C]//Proceedings of the 2003 American Control Conference, 2003.
- [13] HAI X, WANG Z, FENG Q, et al. Mobile robot ADRC with an automatic parameter tuning mechanism via modified pigeon-inspired optimization[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2019, 24(6): 2616.
- [14] 刘坤. 多永磁同步电机同步控制策略的研究[D]. 长沙:中南大学,2011.
- [15] 王国亮. 基于模糊 PID 补偿器的多电机同步控制策略研究[D]. 沈阳:东北大学,2006.
- [16] 熊中刚,刘小雍,金星,等. 基于模糊理论的参数自适应 PID 智能控制系统[J]. 农机化研究,2019,41(5): 33.

(上接第 13 页)

- [12] 刘春强,骆光照,涂文聪,等. 基于自抗扰控制的双环伺服系统[J]. 中国电机工程学报,2017,37(23): 7032.
- [13] 蓝益鹏,胡学成,陈其林,等. 可控励磁磁悬浮进给平台电磁特性的有限元分析[J]. 机械工程学报,2017,53(4): 184.
- [14] 杨红兵,余思佳,戴跃洪,等. 新型混合励磁磁悬浮进给平台的解耦控制研究[J]. 机械科学与技术,2015,34(4): 577.
- [15] XUE W C, HUANG Y. Tuning of sampled-data ADRC for nonlinear uncertain systems[J]. Journal of Systems Science and Complexity, 2016, 29(5): 1187.
- [16] 石晨曦. 自抗扰控制及控制器参数整定方法的研究[D]. 无锡:江南大学,2008.
- [17] 韩京清. 自抗扰控制技术[J]. 前沿科学,2007(1): 24.
- [18] 孙斌,王海霞,苏涛,等. 永磁同步电机调速系统非线性自抗扰控制器设计与参数整定[J]. 中国电机工程学报,2020,40(20): 6715.