

# 电动阀门中BLDC的改进自抗扰控制研究

王诗心<sup>1</sup>,余波<sup>2</sup>,袁勇<sup>3</sup>,司国雷<sup>1</sup>,代锦<sup>4</sup>,曹太强<sup>5</sup>

(1.四川航天烽火伺服控制技术有限公司,四川 成都 611130;2.西华大学 能源与动力工程学院,四川 成都 610039;3.成都盟升电子技术股份有限公司,四川 成都 611731;  
4.绵阳富临精工股份有限公司,四川 绵阳 621000;5.西华大学  
电气与电子信息学院,四川 成都 610039)

**摘要:**电动阀门调节时要求电机具有响应速度快、高精度控制、无超调、抗干扰性能强等特点。采用一种基于前馈补偿的自抗扰算法控制无刷直流电机(BLDC),将位置误差作为系统的输入,通过非线性扩张状态观测器来观测系统总扰动,对扰动进行前馈补偿,减小扰动对系统的影响,从而优化了传统自抗扰算法,提高了系统响应速度、控制精度及抗干扰能力。理论分析、仿真和实验结果表明:所设计的改进自抗扰控制器比传统自抗扰算法提高了系统的响应速度及控制精度,位置响应速度提升了2.73%;同时与PID控制相比,位置响应速度也提升了7.76%,且位置控制精度和抗扰能力都得到明显提升。

**关键词:**电动阀门;前馈补偿;无刷直流电机;改进自抗扰

**中图分类号:**TM301 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqcd24030

## Research on Improved Active Disturbance Rejection Control of BLDC in Electric Valve

WANG Shixin<sup>1</sup>, YU Bo<sup>2</sup>, YUAN Yong<sup>3</sup>, SI Guolei<sup>1</sup>, DAI Jin<sup>4</sup>, CAO Taiqiang<sup>5</sup>

(1.Sichuan Aerospace Fenghuo Servo Control Technology Co.,Ltd., Chengdu 611130, Sichuan, China;  
2.School of Energy and Power Engineering, Xihua University, Chengdu 610039, Sichuan, China;  
3.Chengdu M&S Electronics Technology Corp, Chengdu 611731, Sichuan, China;  
4.Mianyang Fulin Precision Machining Co., Ltd., Mianyang 621000, Sichuan,  
China; 5.School of Electrical and Electronic Information,  
Xihua University, Chengdu 610039, Sichuan, China)

**Abstract:** Electric valve regulation requires fast response speed, high precision control, no overshoot and strong anti-interference performance. An active disturbance rejection algorithm based on feedforward compensation was used to control the brushless DC motor (BLDC), and the position error was taken as the input of the system. The nonlinear extended state observer was used to observe the total disturbance of the system, and the disturbance was fed forward compensation to reduce the influence of the disturbance on the system, so the traditional active disturbance rejection algorithm was optimized, and the response speed, control accuracy and anti-interference ability of the system were improved. Theoretical analysis, simulation and experimental results show that the improved active disturbance rejection controller (ADRC) improves the response speed and control precision of the system, and the position response speed is improved by 2.73% compared with the traditional ADRC algorithm. At the same time, compared with PID control, the position response speed is improved by 7.76%, and the position control accuracy and disturbance rejection ability are improved obviously.

**Key words:** electric valve; feedforward compensation; brushless DC motor (BLDC); improved active disturbance rejection

随着我国工业智能制造快速发展,阀门从传统的手动、电动已经发展成为智能电动阀门。电动阀门由阀门和电动执行器组成,主要是通过电动执行器控制阀门的开启和关闭以控制流量和

**基金项目:**四川省科技计划项目(2022YFG0061;2022ZHCG0015);2021年成都市科技项目(2021-YF08-00004-GX);

2019年成都市科技项目(2019-YF08-00265-GX)

**作者简介:**王诗心(1997—),女,硕士,Email:645344434@qq.com

**通讯作者:**曹太强(1969—),男,博士,教授,Email:ctq815@126.com

截断流体流动,从而保证着相关系统的安全、可靠运行,极大地降低了系统运行的人工成本,达到智能控制的目的。电动执行器是电动阀门的核心控制部分,主要包括电机、驱动电路、位置传感模块和传动结构。目前工业控制中用的电动阀门多数采用的是三相异步电机,这种电机尺寸较大,平稳性和可靠性较差。本文采用无刷直流电机(BLDC)作为电动阀门的驱动电机,它结构简单、体积小、启动转矩大,并且还具有良好的调速特性。无刷直流电机作为电动阀门的驱动机构,提高其控制精度是实现阀门位置高精度控制的关键。

传统的PID控制在旋转电机控制中能满足系统的需要,由于BLDC运行期间参数的变化、控制模型中的非线性因素以及负载的变化,使得PID控制无法在高性能状态指标下满足电动阀门工程应用的控制精度。近年来,相关文献提出了许多先进的控制方法应用于BLDC的控制,例如自适应控制、模糊控制、滑模控制、神经网络控制等。虽然这些控制策略在控制电机时能得到较为满意的结果,但是控制器的运算量往往较大,需要高性能微处理器支持,控制系统成本较高,并且设计难度大,不易在实际工程中得到推广和应用。

自抗扰控制(active disturbance rejection control, ADRC)算法是在改进PID算法缺陷基础上结合现代控制理论提出的一种新型控制算法。由于具有不依赖系统模型、响应速度快、可靠性高等优点,ADRC在电机控制领域得到了广泛的应用<sup>[1]</sup>。文献[2]中研究了基于ADRC的BLDC控制方案,设计了两个一阶ADRC对BLDC的转速和电流环进行控制,抑制了BLDC运行时的转矩波动,提高了BLDC转速的控制精度,但是两个ADRC控制器需要整定的参数较多,增加了调试难度,不便于工程应用。文献[3-5]中研究了模糊ADRC,利用模糊算法解决参数调整困难、控制器繁杂的问题,但是模糊算法无法定义控制目标,且简单的模糊信息处理反而会降低系统的控制精度。文献[6]研究了基于粒子群优化的ADRC,结合改进粒子群算法,降低了参数整定的工作量,但是粒子群算法网络权重的编码和遗传算子的选择比较麻烦,对于离散的优化问题处理不佳,容易陷入局部最优。

基于上述控制方法的优缺点,本文采用一种

基于前馈补偿的改进自抗扰控制策略。由于电动阀门执行机构的控制要求对阀门位置的精确控制,采用位置-转速-电流三闭环的控制策略,位置环采用基于前馈补偿的改进ADRC进行控制,转速和电流环采用PI控制。这种控制方式与采用双自抗扰控制器系统相比,性能基本不变,但是参数整定更加简易。改进的ADRC算法将传统算法重构,减少了参数整定的个数,进行了微分前馈补偿,有效提升了系统的快速性和抗扰性,提高了位置控制的精度。

## 1 无刷直流电机数学模型

本文对三相无刷直流电机建立数学模型,电机定子绕组为Y型连接,有三个霍尔传感器,在空间上间隔120°对称放置。在此结构基础上,假设电机的磁路不饱和,不计涡流损耗、磁滞损耗及电枢反应;忽略齿槽效应;逆变电路的功率管和续流二极管均为理想开关器件。其电压平衡方程为

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L-M & 0 & 0 \\ 0 & L-M & 0 \\ 0 & 0 & L-M \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: $u_a, u_b, u_c$ 为三相电压; $i_a, i_b, i_c$ 为三相电流; $R, L, M$ 分别为电阻、自感、互感; $e_a, e_b, e_c$ 为三相反电动势。电磁转矩方程为

$$T_e = \frac{1}{\omega} (e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c) \quad (2)$$

式中: $T_e$ 为电磁转矩, $N \cdot m$ ;  $\omega$ 为角速度, $rad/s$ 。

运动方程为

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

式中: $B$ 为阻尼系数, $N \cdot m \cdot s/rad$ ;  $T_L$ 为负载转矩, $N \cdot m$ ;  $p$ 为微分算子; $J$ 为转动惯量, $kg \cdot m^2$ 。

## 2 自抗扰控制

### 2.1 传统自抗扰控制

自抗扰控制不依赖系统的数学模型,在传统PID控制的基础上,采用现代控制理论中观测和补偿相结合的方法,并且采用非线性的反馈方式,有效处理了系统的不确定性,提高了控制器的动态性能。它实时地对整体的状态变量和总扰动信号进行估计,然后对扰动进行补偿,达到

很好的主动抗扰效果。自抗扰控制主要由三部分组成,即跟踪-微分器(track-differentiator, TD)、扩张状态观测器(extended state observer, ESO)和非线性状态误差反馈控制律(nonlinear state error feedback control law, NLSEF)。TD对输入参数进行过渡处理,得到平滑的输入信号,并提取其微分信号。ESO是ADRC的核心,可以估计系统对象,得到每个状态变量的估计,还可以估计总扰动。将TD的输出与ESO输出的状态变量估计值之间的误差作为状态变量误差,这个误差经过NLSEF后的输出与ESO对未知扰动估计的补偿量组成了系统的控制量。这就是利用NLSEF把非线性系统变成积分串联型线性系统。

本文的控制对象是电动阀门中的无刷直流电机,需要实时地对位置精确控制,同时还需要快速跟踪给定位置指令变化,所以跟踪-微分器安排的过渡过程可以省略,可以不使用跟踪-微分器。一阶自抗扰算法结构如图1所示。

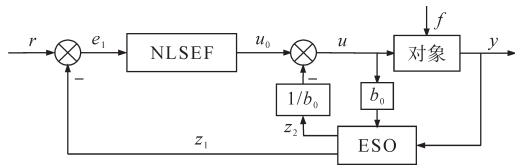


图1 一阶自抗扰算法结构图

Fig.1 Structure diagram of the first-order active disturbance rejection algorithm

无刷直流电机控制系统通常采用双闭环控制,即转速-电流环控制。电流子系统和转速子系统串联对象方程由下式可得:

$$\begin{cases} \dot{i} = -\frac{ri}{L-M} + \omega_1(t) \\ \dot{\omega} = -\frac{B\omega}{J} + \frac{2k_e p_n i}{J} + \omega_2(t) \end{cases} \quad (4)$$

其中

$$\begin{cases} \omega_1(t) = \frac{u_s}{2(L-M)} - \frac{e}{2(L-M)} \\ \omega_2(t) = -\frac{T_l}{J} \end{cases} \quad (5)$$

式中: $r$ 为给定位置信号; $i$ 为电枢电流; $k_e$ 为电动势系数; $p_n$ 为极对数; $\omega_1(t)$ 、 $\omega_2(t)$ 分别为电流和转速子系统的扰动; $u_s$ 为加于两相导通绕组电压; $e$ 为两相导通绕组感应电动势。

在式(4)中,电流环可以近似地看为一阶积分环节,用PI控制器控制即可。转速环子系统也可以采用PI控制器克服来自负载转矩以及其他

扰动所引起的转速波动。而对于电动阀门执行机构,最主要的是对阀门位置的控制,所以需要引入位置闭环。位置环、转速环和电流环串联,形成位置-转速-电流三闭环控制系统,如图2所示。本文采用一阶自抗扰控制器作为位置环的调节器,将位置环子系统近似地变成积分串联型线性环节,对位置扰动进行实时补偿,实现位置的高精度控制。

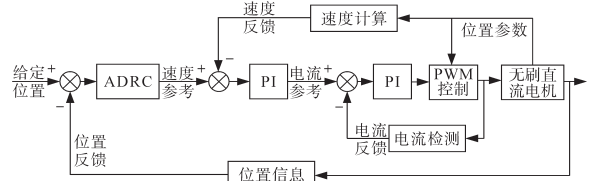


图2 无刷直流电机三闭环控制框图

Fig.2 Three closed-loop control block diagram of BLDC

一阶自抗扰算法数学模型如下:

1)扩张状态观测器:

$$\begin{cases} \varepsilon_0 = z_1 - y \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_1 fal(\varepsilon_0, \alpha_1, \delta_1) + b_0 u \\ \dot{z}_2 = -\beta_2 fal(\varepsilon_0, \alpha_2, \delta_1) \end{cases} \quad (6)$$

2)非线性反馈控制律:

$$\begin{cases} \varepsilon_1 = r - z_1 \\ u_0 = \beta_3 fal(\varepsilon_1, \alpha_3, \delta_2) \\ u = u_0 - z_2/b_0 \end{cases} \quad (7)$$

3)非线性函数fal:

$$fal(\varepsilon, \alpha, \delta) = \begin{cases} |\varepsilon|^\alpha \operatorname{sgn}(\varepsilon) & |\varepsilon| > \delta \\ \varepsilon/\delta^{1-\alpha} & |\varepsilon| \leq \delta \end{cases} \quad (8)$$

式中: $y$ 为系统输出; $z_1$ 、 $z_2$ 分别为输出 $y$ 的观测值和总扰动的观测值; $b_0$ 为控制增益估计值; $\alpha$ 、 $\alpha_1$ 、 $\alpha_2$ 、 $\alpha_3$ 决定非线性函数fal的非线性度,是0~1之间的数; $\beta_1$ 、 $\beta_2$ 、 $\beta_3$ 、 $\delta_1$ 、 $\delta_2$ 为观测器系数; $\varepsilon$ 为输入误差; $\delta$ 为线性段区间长度。

## 2.2 基于前馈补偿的改进自抗扰控制

通过以上分析可知,位置环采用一阶自抗扰算法进行控制,一阶系统公式如下:

$$\dot{y} = bu + f \quad (9)$$

式中: $u$ 为系统输入; $f$ 为系统总扰动; $b$ 为控制增益。

通过文献[7]来改变ADRC的算法结构,得到一种改进的自抗扰控制器。将输出位置信号和给定位置信号 $r$ 的差值 $e$ 作为状态变量,与总扰动 $f$ 一起输入ESO进行实时观测,从而重新构建新的自抗扰结构。

将位置误差 $e = r - y$ 代入式(9),则有:

$$\dot{e} = \dot{r} - f - bu \quad (10)$$

选取状态变量  $x_1 = e, x_2 = \dot{r} - f$ , 式(10)转化为

$$\dot{e} = x_2 - bu \quad (11)$$

根据式(11), 构造ESO为

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = z_{21} - e \\ \dot{z}_{21} = z_{22} - b_0 u - \beta_1 fal(e_1, a_1, \delta) \\ \dot{z}_{22} = -\beta_2 fal(e_1, a_2, \delta) \end{cases} \quad (12)$$

式中:  $z_{21}$  为误差  $e$  的观测值;  $z_{22}$  为广义总扰动  $x_2$  的观测值。

根据经验值, 可取  $a_1 = 0.5, a_2 = 0.25$ , 也可根据系统的实际情况进行整定。

为消除干扰, 选择NLSEF为

$$\begin{cases} u_0 = k_p fal(e_1, a_3, \delta) \\ u = u_0 + \frac{z_{22}}{b_0} \end{cases} \quad (13)$$

当忽略ESO的观测效果良好时, 可认为  $z_{22} \approx x_2$ , 则式(13)可表示为

$$u = k_p fal(e_1, a_3, \delta) + \frac{\dot{r}}{b_0} - \frac{f}{b_0} \quad (14)$$

由式(14)得到改进后的自抗扰算法, 其结构如图3所示。与传统ADRC相比较, 它采用位置误差作为ADRC的输入, ESO通过同时观测给定信号的微分和系统总扰动, 并且引入了输入微分前馈, 实现了实时扰动补偿, 从而提高了动静态稳定性和响应速度。

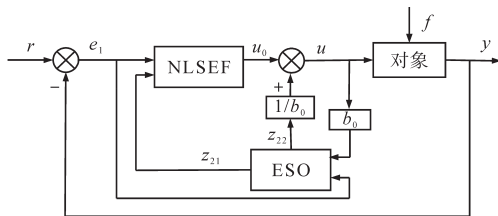


图3 改进后的自抗扰算法结构

Fig.3 Improved active disturbance rejection algorithm structure

### 3 仿真与实验

#### 3.1 仿真分析

本文利用Matlab/Simulink搭建了无刷直流电机位置-转速-电流三环控制系统的模型, 并进行了仿真。无刷直流电机参数为: 额定功率  $P_N = 120 \text{ W}$ , 额定电压  $U_N = 24 \text{ V}$ , 额定电流  $I_N = 6.6 \text{ A}$ , 额定转矩  $T_N = 0.32 \text{ N} \cdot \text{m}$ , 额定转速  $n_N = 3000 \text{ r/min}$ , 极对数  $p_n = 4$ , 线电阻  $R = 0.42 \Omega$ , 线电感  $L = 1.12 \text{ mH}$ 。电流和转速环都采用PID算法, 位置环分别用PID算法、传统ADRC和改进后的ADRC进行调节。

传统ADRC控制参数:  $\beta_1 = 400, \beta_2 = 400, \beta_3 = 1.1, \delta_1 = 10, \delta_2 = 10, b_0 = 0.55$ ; 电流环  $K_{pi} = 0.1, K_{ii} = 1$ ; 转速环  $K_{pn} = 0.07, K_{in} = 1.2$ 。

改进ADRC控制参数:  $\beta_1 = 100, \beta_2 = 200, k_p = 0.005, \delta = 1, b_0 = 0.59$ ; 电流环  $K_{pi} = 0.1, K_{ii} = 1$ ; 转速环  $K_{pn} = 0.1, K_{in} = 10$ 。

设定电机目标转速为  $300 \text{ r/min}$ , 电机最终位置设定为  $1800^\circ$ , 即电机转动5圈。图4和图5是无刷直流电机在空载情况下, PID算法、传统ADRC和改进ADRC的转速和位置仿真曲线, 图6为位置仿真曲线的局部放大图。由图4可知, PID控制在  $0.098 \text{ s}$  到达给定转速  $300 \text{ r/min}$ , 传统ADRC在  $0.09 \text{ s}$  到达给定转速, 而改进ADRC在  $0.06 \text{ s}$  到达给定转速。

当转速为  $300 \text{ r/min}$  时, 到达给定位置  $1800^\circ$  需要  $1 \text{ s}$  的时间。由图6可以得到, PID控制在  $1.185 \text{ s}$  到达给定位置, 传统ADRC在  $1.15 \text{ s}$  到达给定位置, 而改进ADRC在  $1.1 \text{ s}$  就到达了给定位置, 与理论值只相差了  $0.1 \text{ s}$ 。改进后的ADRC响应速度相比于PID控制提高了  $7.17\%$ , 相对传统ADRC提高了  $4.34\%$ 。

系统设定的目标位置为  $1800^\circ$ , PID控制最终到达的位置是  $1802.67^\circ$ , 传统ADRC的最终位置为  $1799.77^\circ$ , 改进ADRC最终位置为  $1800.01^\circ$ 。可以看出, 改进ADRC的位置控制精度比传统ADRC和PID控制的精度都更高。

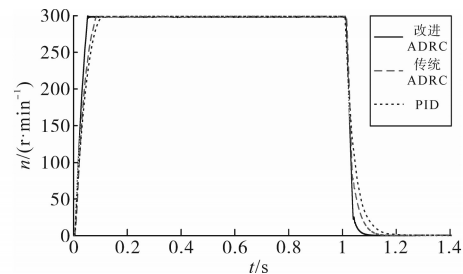


图4 电机转速仿真波形图

Fig.4 Simulation waveforms of motor speed

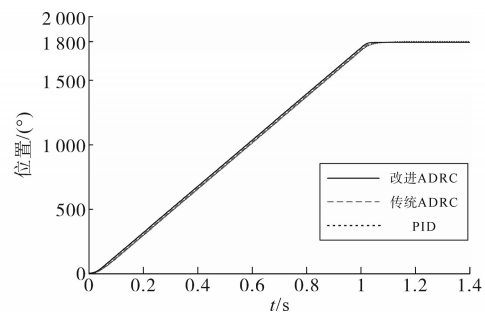


图5 电机位置仿真波形图

Fig.5 Simulation waveforms of motor position

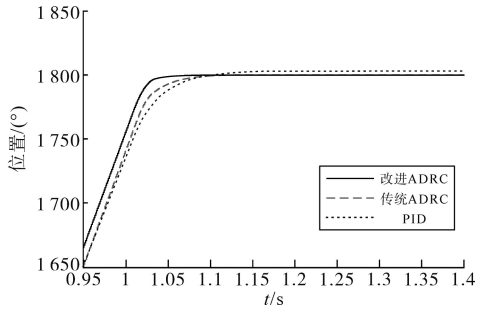


图6 电机位置仿真波形局部放大图

Fig.6 Partial enlarged view of motor position simulation waveforms

假定拖动阀门所需要的转矩为  $5 \text{ N}\cdot\text{m}$ , 减速比为  $1:20$ , 那么电机需要输出的转矩为  $0.25 \text{ N}\cdot\text{m}$ 。在  $t = 0.2 \text{ s}$  时, 对上述仿真模型中的电机突加  $0.25 \text{ N}\cdot\text{m}$  的负载。由图7和图8可知, PID控制在  $0.11 \text{ s}$  后达到稳定, 转速最大下降到  $286.44 \text{ r/min}$ 。传统ADRC在  $0.03 \text{ s}$  后达到稳定, 转速最大下降到  $297.65 \text{ r/min}$ 。而改进ADRC在  $0.02 \text{ s}$  后就达到稳定, 转速最大下降到  $297.5 \text{ r/min}$ 。改进后的ADRC动态响应速度相比于PID控制提高了  $81.8\%$ , 相比于传统ADRC提高了  $33.3\%$ ; 抗扰能力明显优于PID控制器, 与传统ADRC基本一致。

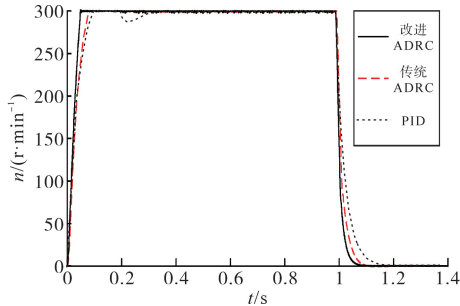


图7 突加负载转速仿真波形图

Fig.7 Simulation waveforms diagram of sudden load speed

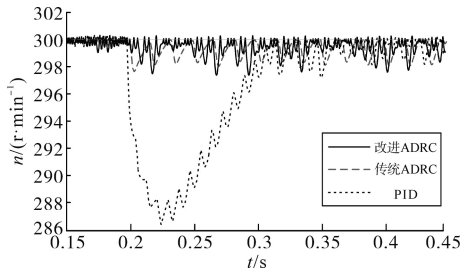


图8 突加负载转速仿真波形局部放大图

Fig.8 Partial enlarged view of the simulation waveforms of the speed of sudden load

为了验证改进ADRC的位置控制效果, 在仿真中将给定目标位置分别设定为  $360^\circ, 720^\circ, 1080^\circ, 1440^\circ$  和  $1800^\circ$ , 得到不同给定位置的转速和位置的仿真波形图, 如图9和图10所示。可以看出, 改进ADRC可以让电机精确地到达不同的给定位置。电机位置控制的效果好, 在机械传

动结构设计良好的情况下, 就可以通过电机精确地控制阀门的开度。

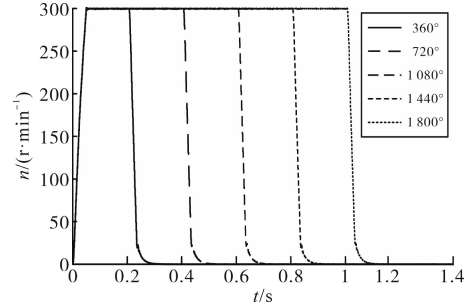


图9 不同给定位置改进ADRC转速仿真波形图

Fig.9 Improved ADRC speed simulation waveforms diagram for different given positions

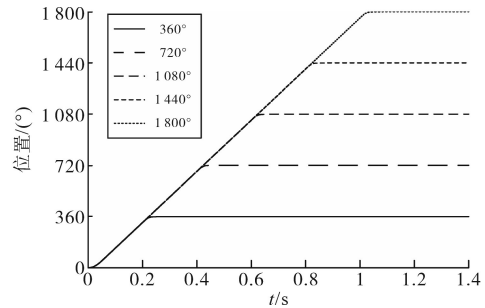


图10 不同给定位置改进ADRC位置仿真波形图

Fig.10 Improved ADRC position simulation waveforms diagram for different given positions

### 3.2 实验验证

为了验证以上理论和仿真分析的正确性, 搭建了无刷直流电机实验平台, 如图11所示。电机参数与仿真电机相同, 采用增量式编码器采集输出轴实时的位置信息, 输出轴转一圈, 编码器计数值为  $4000$ 。选用STM32F407作为主控芯片对电机进行控制, 用串口将实时位置和转速信号传输给上位机, 通过上位机采集波形。

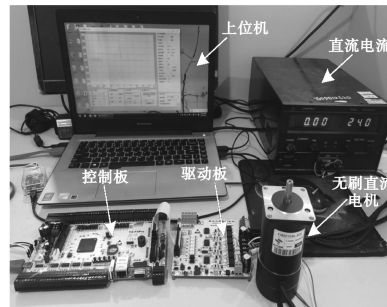


图11 无刷直流电机实验平台

Fig.11 Brushless DC motor experiment platform

电机转速设置为  $300 \text{ r/min}$ , 电机最终位置设定为  $5$  转, 编码器计数值为  $20000$ 。图12为空载情况下, PID算法、传统ADRC和改进ADRC的转速波形图。从图中可以看出, 改进ADRC的响应速度最快, 在  $0.05 \text{ s}$  就到达给定转速  $300 \text{ r/min}$ , 比

传统ADRC快0.04 s,比PID控制快0.08 s。在稳态时,电机转速抖动约为4 r/min,转速曲线比传统ADRC和PID控制更平稳,与仿真结果一致。

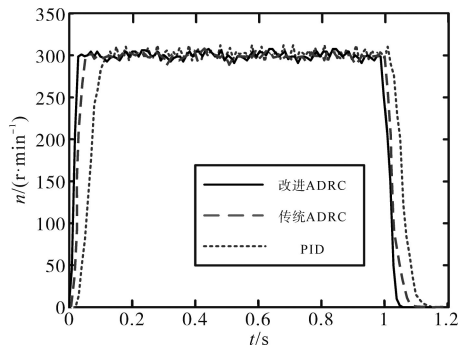


图12 电机转速实验波形图

Fig.12 Motor speed experiment waveforms

图13和图14为空载情况下的位置实验波形图和波形放大图。由图可知,改进ADRC在1.07 s到达给定位置,相比于PID控制提高了7.76%,相对传统自抗扰控制提高了2.73%。PID控制最终到达的位置的编码器计数值为20 026,即1 802.34°,传统ADRC的最终位置的编码器计数值为19 996,即1 799.64°,而改进ADRC最终位置的编码器计数值为20 001,即1 800.09°,与仿真结果一致。

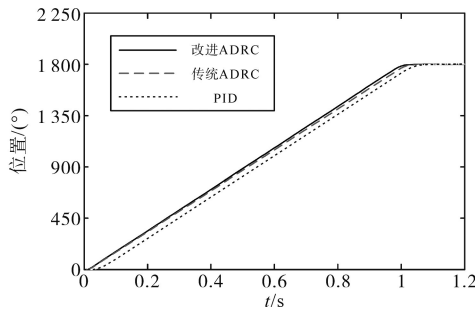


图13 电机位置实验波形图

Fig.13 Motor position experiment waveforms

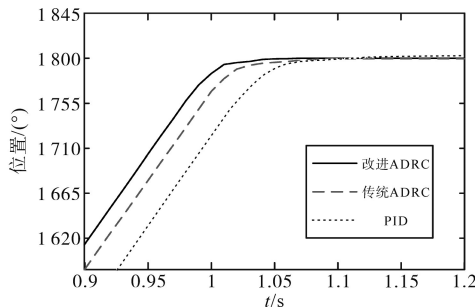


图14 电机位置实验波形局部放大图

Fig.14 Partial enlarged view of motor position experiment waveforms

由实验结果可知,改进ADRC控制方式的响应速度和精度都优于另两种方式,达到了快速且高精度控制的目的。

## 4 结论

本文通过对传统ADRC的算法进行重构,采用一种基于前馈补偿的BLDC自抗扰控制策略,实现了电动阀门位置的精确快速控制。通过仿真分析,对所设计的改进ADRC和PID算法以及传统ADRC进行了比较分析,并搭建了无刷直流电机实验平台进行了验证,改进ADRC比传统ADRC的位置响应速度提升了2.73%;与PID控制相比,位置响应速度提升了7.76%,并且位置控制精度和抗扰能力都有明显提升。改进的ADRC控制算法易控制,提高了系统的响应速度和位置控制精度,具有更好的鲁棒性,改善了系统的稳态性能和动态性能,为工业电动阀门执行器工程应用提供了一定的指导作用,同时本文的控制方法为其它电机控制提供了借鉴。

### 参考文献

- [1] 韩京清. 自抗扰控制技术:估计补偿不确定因素的控制技术[M]. 北京:国防工业出版社,2008:245-297.  
HAN Jingqing. Active disturbance rejection control technique-the technique for estimating and compensating the uncertainties [M]. Beijing:National Defense Industry Press, 2008:245-297.
- [2] 夏长亮,俞卫,李志强. 永磁无刷直流电机转矩波动的自抗扰控制[J]. 中国电机工程学报,2006(24):137-142.  
XIA Changliang, YU Wei, LI Zhiqiang. Torque ripple reduction of PM brushless DC motors based on auto-disturbances-rejection controller[J]. Proceedings of the CSEE, 2006 (24) : 137-142.
- [3] 陈增强,程贻,孙明玮,等. 线性自抗扰控制理论及工程应用的若干进展[J]. 信息与控制,2017,46(3):257-266.  
CHEN Zengqiang, CHENG Yun, SUN Mingwei, et al. Surveys on theory and engineering applications for linear active disturbance rejection control[J]. Information and Control, 2017, 46 (3):257-266.
- [4] 饶选辉,刘卫国. 基于模糊自抗扰的无刷直流电机直接转矩控制研究[J]. 微电机,2014,47(5):36-40,92.  
RAO Xuanhui, LIU Weigu. Study of fuzzy ADRC brushless DC motor direct torque control[J]. Micromotors, 2014, 47(5) : 36-40,92.
- [5] 李孟秋,汪亮,黄庆,等. 自抗扰参数模糊自整定无刷直流电机控制研究[J]. 湖南大学学报(自然科学版),2014,41(5):71-78.  
LI Mengqiu, WANG Liang, HUANG Qing, et al. Brushless DC motor control based on fuzzy self-tuning of active-disturbance rejection parameters[J]. Journal of Hunan University (Natural Sciences), 2014,41(5):71-78.

(下转第83页)

- [9] 罗钧腾,章坚民,陈耀军,等.融合已知相别和地址信息的低压用户计量表箱识别[J].电力系统自动化,2021,45(9):115-121.  
LUO Junteng, ZHANG Jianmin, CHEN Yaojun, et al. Identification of low-voltage user meter box combined with known phase and address information[J]. Automation of Electric Power Systems, 2021, 45(9): 115-121.
- [10] 邢宇,鲍志威,孙艳玲,等.一种智能电能表自动化检定流水线表位在线异常检测方法[J].电测与仪表,2020,57(14):106-112.  
XING Yu, BAO Zhiwei, SUN Yanling, et al. Online anomaly detection method for meter positions in automatic verification assembly line of smart meter[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2020, 57(14): 106-112.
- [11] 王晓东,段晓萌,赵宇东,等.智能电能表过载运行时计量性能异常分析和改进策略[J].电测与仪表,2019,56(24):133-137,144.  
WANG Xiaodong, DUAN Xiaomeng, ZHAO Yudong, et al. Analysis and improvement strategy for abnormal metrological performance of smart meters in overload condition[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2019, 56(24): 133-137, 144.
- [12] 李春燕,蔡文悦,赵溶生,等.基于优化SAX和带权负荷特性指标的AP聚类用户用电行为分析[J].电工技术学报,2019,34(1):368-377.  
LI Chunyan, CAI Wenyue, ZHAO Rongsheng, et al. Customer behavior analysis based on affinity propagation algorithm with optimized SAX and weighted load characteristic indices[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(1): 368-377.
- [13] 孔祥玉,马玉莹,李野,等.基于限定记忆递推最小二乘算法的智能电表运行误差远程估计[J].中国电机工程学报,2020,40(7):2143-2151,2394.  
KONG Xiangyu, MA Yuying, LI Ye, et al. Remote estimation method for measurement error of smart meter based on limited memory recursive least squares algorithm[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(7): 2143-2151, 2394.
- [14] 张小秋,周超,徐晴.基于逻辑回归的增量式异常用电行为检测方法[J].科学技术与工程,2019,19(29):144-149.  
ZHANG Xiaoqiu, ZHOU Chao, XU Qing. An incremental method of abnormal electricity consumption based on logistic regression[J]. Science Technology and Engineering, 2019, 19(29): 144-149.
- [15] 段翔兮,张华,高艺文,等.基于kNN算法的电力系统设备隐患在线识别方法研究[J].电气传动,2021,51(22):69-73.  
DUAN Xiangxi, ZHANG Hua, GAO Yiwen, et al. Research on online identification method of hidden dangers of power system equipment based on kNN algorithm[J]. Electric Drive, 2021, 51(22): 69-73.
- [16] 庞传军,牟佳男,余建明,等.基于运行关键指标和Seq2Seq的大电网运行异常识别[J].电力建设,2020,41(7):17-24.  
PANG Chuanjun, MOU Jiannan, YU Jianming, et al. Identification of abnormal operation of large power grids according to key operating indicators and Seq2Seq[J]. Electric Power Construction, 2020, 41(7): 17-24.

收稿日期:2021-12-07

修改稿日期:2022-01-20

~~~~~  
 (上接第8页)

- [6] 黄伟,杨凯亦.基于粒子群优化自抗扰无刷直流电动机控制[J].上海电机学院学报,2018,21(1):1-7,13.  
HUANG Wei, YANG Kaiyi. Direct torque control of brushless DC motor based on active disturbance rejection[J]. Journal of Shanghai Dianji University, 2018, 21(1): 1-7, 13.
- [7] 朱进权,葛琼璇,孙鹏琨,等.基于自抗扰的高速磁浮列车牵引控制策略[J].电工技术学报,2020,35(5):1065-1074.  
ZHU Jinqun, GE Qiongjuan, SUN Pengkun, et al. Traction system research of high-speed maglev based on active disturbance rejection control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(5): 1065-1074.
- [8] 杨沛豪,王晓兰,刘向辰,等.基于新型自适应滑模观测器的BLDC控制[J].电气传动,2019,49(4):6-10.  
YANG Peihao, WANG Xiaolan, LIU Xiangchen, et al. New adaptive sliding mode observer based BLDC control[J]. Electric Drive, 2019, 49(4): 6-10.
- [9] 靖文,王影星.不同驱动方式对无刷直流电机性能的研究[J].电气传动,2019,49(5):3-6,24.  
JING Wen, WANG Yingxing. Research on the performance of brushless DC motor under different driving mode[J]. Electric Drive, 2019, 49(5): 3-6, 24.
- [10] 吐逊江·麦麦提,张正阳.基于滑模观测器的矿用BLDCM控制系统[J].电气传动,2019,49(11):8-11.  
MAIMAITI Tuxunjiang, ZHANG Zhengyang. Mining BLDCM control system based on sliding mode observer[J]. Electric Drive, 2019, 49(11): 8-11.
- [11] 王浩楠.基于自抗扰迭代学习的无刷直流电机控制系统研究[D].广州:华南理工大学,2019.  
WANG Haonan. Research of active disturbance rejection based iterative learning control for the brushless DC motor control system[D]. Guangzhou: South China University of Technology, 2019.
- [12] 杨晓玫,彭程,吴高峰,等.基于Matlab的无刷直流电机控制算法建模与仿真[J].系统仿真技术,2019,15(2):120-125.  
YANG Xiaomei, PENG Cheng, WU Gaofeng, et al. Modeling and simulation of brushless DC motor control algorithm based on Matlab[J]. System Simulation Technology, 2019, 15(2): 120-125.

收稿日期:2021-10-19

修改稿日期:2021-12-21