

基于变增益自抗扰控制的永磁同步直线电机位置伺服系统

袁程浩, 郭亮

浙江理工大学信息科学与工程学院, 浙江 杭州

收稿日期: 2023年5月7日; 录用日期: 2023年7月7日; 发布日期: 2023年7月14日

摘要

为提高永磁同步直线电机(PMLSM)位置控制系统的跟踪性能和抗干扰能力, 本文提出了基于变增益自抗扰控制的PMLSM位置伺服系统。首先, 采用正切sigmoid函数设计改进微分跟踪器(ITD), 提高系统的跟踪性能, 并使用终端吸引子函数降低由高频信号引起的颤振现象, 使得ITD抑制噪声能力更强; 在扩展状态观测器(ESO)的增益项中设计变增益误差校正函数, 并将其引入到非线性误差控制律(NLSEF)中, 和ITD一起构成了变增益自抗扰控制器, 以减小初始峰值误差, 进一步提高系统的跟踪精度和抗干扰性能。仿真和实验结果可以看出, 与传统ADRC相比, 新方法的响应时间加快了0.65 s, 突加负载时调节时间减小了0.16 s, 位置跌落值减小了96.3%, 可有效提高PMLSM位置伺服系统的动态性能、鲁棒性以及运行可靠性。

关键词

永磁同步直线电机, 自抗扰技术, 位置跟踪控制

Variable Gain Active Disturbance Rejection Control for Permanent Magnet Synchronous Linear Motorposition Servo System

Chenghao Yuan, Liang Guo

School of Information Science and Engineering, Zhejiang Sci-Tech University, Hangzhou Zhejiang

Received: May 7th, 2023; accepted: Jul. 7th, 2023; published: Jul. 14th, 2023

Abstract

To improve the tracking performance and anti-disturbance ability of position control system of

permanent magnet synchronous linear motor (PMLSM), a position servo system based on variable gain active disturbance rejection control is proposed in this paper. First, the tangent sigmoid function is used to design an improved differential tracker (ITD) to improve the tracking performance of the system, and the terminal function is used to reduce the chatter caused by high frequency signals, which makes the noise suppression ability of ITD stronger. The variable gain function is designed in the gain term of the extended state observer (ESO) and introduced into the nonlinear state error feedback (NLSEF). The variable gain ADRC controller is constructed together with ITD to reduce the initial peak error and further improve the tracking accuracy and anti-disturbance performance of the system. The simulation and experimental results show that compared with the traditional ADRC, the response time of the new method is speed up by 0.65s, the adjustment time of sudden loading is reduced by 0.16s, and the position drop value is reduced by 96.3%, which can effectively improve the dynamic performance, robustness and operation reliability of PMLSM position servo system.

Keywords

Permanent Magnet Synchronous Linear Motor, Active Disturbance Rejection Control, Position Tracking Control

Copyright © 2023 by author(s) and Hans Publishers Inc.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY 4.0).

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



Open Access

1. 引言

永磁同步直线电机(PMLSM)因其结构简单、效率高而在工业上得到了广泛的应用。由于永磁同步电机直接驱动系统消除了中间传动机构,外部负载扰动将直接作用于电机而没有缓冲[1],对系统的抗干扰能力和鲁棒性要求较高。为此,各种控制策略被提出并应用于 PMLSM 伺服控制系统,如自适应神经网络控制(ANNC)、模型预测控制(MPC)、鲁棒控制(RC)和自抗扰控制(ADRC)。ANNC 具有鲁棒性强、不需要精确的数学模型等优点,但其复杂的结构难以在实际工业生产中应用[2]。MPC 具有动力学速度快、设计概念直观等优点,但其计算过程较为复杂[3]。RC 以不需要精确的过程模型而闻名,但由于它通常不在最佳状态下工作,因此稳态精度很低[4]。ADRC 因其不依赖于目标模型的精度,通过实时分析和估计系统的状态变量,对系统的干扰和噪声进行有效抑制,从而能够有效提高系统的跟踪精度和鲁棒性[5]。

为进一步提高系统的鲁棒性,文献[6]提出一种新型非线性 ADRC (NLADRC),NLADRC 采用传统线性函数与非线性函数级联构造。级联后的 NLESO 有效地减小了稳态误差和动态误差。文献[7]采用了一种基于降阶扩展状态观测器的 ADRC,抑制系统受到的干扰。通过对 ESO 进行线性化,采用极点配置方法构建降低调节参数数量和相位滞后影响的降阶 ESO,实验证明,该方法在多种工况下均能提高控制精度和抗干扰能力,但是线性 ADRC 的控制效果受到带宽的限制。文献[8]设计了一种滑模自抗扰控制(ADR-SMC)策略。基于内部扰动的上界设计了一种快速响应的 SMC,然后设计一种线性 LESO,在不需要精确数学模型的情况下实时估计系统内部扰动。实验结果表明 ADR-SMC 具有更好的跟踪精度和抗扰动性。文献[9]提出一种改进变结构自抗扰控制器,通过在变结构 ESO 中引入位置与速度的观测误差,采用基于指数趋近律设计 NLSEF,进而实现观测器的无差估计使系统快速到达滑模面后平滑过渡,进一步提高系统的跟踪性能。实验结果验证改进变结构自抗扰控制器具有更强的鲁棒性和更好的控制精度。文献[10]提出一种基于高增益非线性的自抗扰控制方法(HNLADRC)。通过分析 ADRC 技术的线性和非线性

误差衰减函数的局限性, 设计了高增益非线性误差衰减函数, 构建出高增益扩展状态观测器(HNLESO)和高增益非线性误差反馈律(HNLEFL)。实验结果表明该方法可以获得更快的响应能力, 然而一定程度上牺牲了系统的稳定性。

综上所述, 为提高控制器跟踪精度, 抑制峰值误差现象, 本文提出了一种变增益自抗扰控制器的PMLSM位置伺服系统。首先引入sigmoid函数和终端吸引子函数替换最优控制函数, 构建了改进微分跟踪器(ITD)。其次, 设计了变增益误差校正函数, 利用变增益误差校正函数替换传统自抗扰控制的非线性函数, 构造出变增益ADRC位置控制器, 通过Matlab/Simulink搭建PMLSM变增益ADRC位置控制模型, 仿真分析验证变增益自抗扰控制器的跟踪精度和稳定性。最后为进一步验证新方法的可行性, 基于Speedgoat半实物实验平台对算法进行实验验证。

2. PMLSM 数学模型

假设: 不计电机的涡流损耗与磁滞损耗、忽略直线电机交直流间的互感效应、设定直轴和交轴的电感值相同, 则在 $d-q$ 坐标系下PMLSM数学模型可以表示为:

$$\begin{cases} \dot{i}_d = \frac{1}{L} \left(u_d - Ri_d + \frac{\pi v}{\tau} Li_q \right) \\ \dot{i}_q = \frac{1}{L} \left(u_q - Ri_q + \frac{\pi v}{\tau} Li_d - \frac{\pi v}{\tau} \phi_f \right) \\ \ddot{s} = \frac{3\pi p_n \phi_f}{2\tau M} i_q - \frac{B}{M} v - \frac{F_L}{M} \end{cases} \quad (1)$$

式中, u_d , u_q 为 dq 轴电压, i_d , i_q 为 dq 轴电流, L 为 dq 轴电感, R 为定子电阻, v 为动子移动速度, τ 为磁间距, ϕ_f 为磁链, M 为动子质量, B 为粘滞摩擦系数, F_L 为系统的内外总扰动。

3. 变增益自抗扰控制器设计

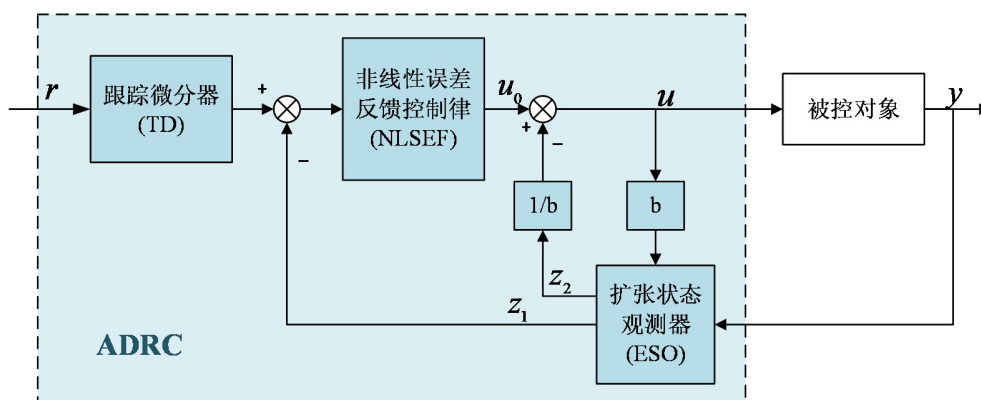


Figure 1. Control block diagram of ADRC

图 1. ADRC 控制框图

自抗扰控制器(ADRC)通常由跟踪微分器(TD)、扩张状态观测器(ESO)和状态误差反馈控制律(NLSEF)三部分组成[11], 图 1 为标准一阶自抗扰控制系统框图。其中, TD 环节通过系统输入产生多路信号, 其中一路用于跟踪给定系统输入信号, 而其他多路生成微分信号, 以安排信号过渡过程; ESO 是 ADRC 控制器的核心, 其基本思想是将系统内部和外部的各种扰动归纳为系统的总扰动[12], 通过采集被控对象和控制器的输出信息, 计算出被控对象的非线性微分状态变量以及内外总扰动的估计值, 并反馈至回路中

进行相应的计算补偿[13]。NLSEF 环节基于 TD 的过程过渡信息和 ESO 估计出的被控对象状态信号进行非线性计算, 产生一个误差量作为控制信号, 反馈给被控对象, 从而增强系统鲁棒性[14]。

然而标准的 ADRC 中微分跟踪器存在相位延迟和滤除噪声能力较差, 且扩张状态观测器存在初始峰值误差的问题, 导致当输出测量值受噪声干扰时, 控制器无法准确观测 PMLSM 的状态变量和受到的外部扰动。

3.1. 改进微分跟踪器的设计

3.1.1. 加速度函数的选取

本文基于神经网络中广泛使用的 sigmoid 激励函数的特性, 提出了一种简单易调参的改进跟踪微分器(ITD)。ITD 利用正切 sigmoid 函数和幅度因子 λ 设计加速度函数, 幅度调节因子 λ 用于调节加速度函数近似线性区间的宽度, 则函数表达式如下式所示:

$$\tan sig(x) = \frac{2}{1 + e^{(-2\lambda x)}} - 1 \tag{2}$$

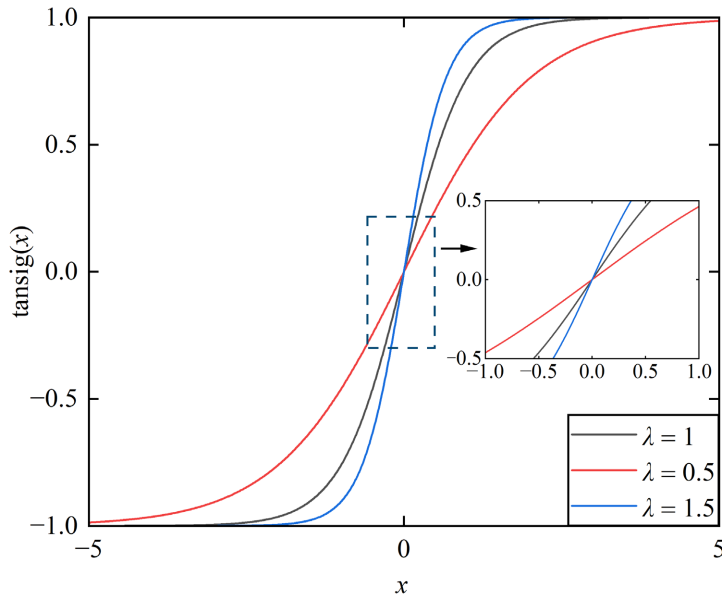


Figure 2. The change process of acceleration function
图 2. 加速度函数变化过程

幅度调节因子取不同值时, tansig 函数变化曲线如图 2 所示。可以看出: 当 x 趋近于 0 时, 函数表现出较好的线性特性, 且 x 的值越小, 函数近似线性区间的宽度越大。当 x 的值较大时, 该函数在范围内呈现饱和特性。因此该函数具有全局光滑的特性。通过使用 tansig 函数作为跟踪微分器的基本函数, 可以加速全局收敛速度, 使跟踪输出更加平滑, 抑制高频颤振。

3.1.2. ITD 的设计

同时, 本文借鉴滑模控制理论中降低抖振的方法, 将终端吸引子函数引入跟踪微分器结构中, 进一步抑制了高频信号引起的颤振。本文提出的 ITD 的具体表达式为:

$$\begin{cases} \dot{x}_1(t) = x_2(t) \\ \dot{x}_2(t) = k^2 \left\{ -l_1 |x_1(t) - x_1^*(t)|^b \tan sig[\beta(x_1(t) - x_1^*(t))] - l_2 \tan sig[x_2(t)/k] \right\}^3 \end{cases} \tag{3}$$

式中, $x_1^*(t)$ 为位置给定信号, $x_1(t)$ 为位置跟踪信号, $x_2(t)$ 为微分信号。式(3)采用终端吸引函数 $| \cdot |^b$, $b=q/p$, 其参数值与终端滑模控制类似, 终端滑模可以减弱颤振。因此, 使用终端吸引函数可以减弱颤振, 提高跟踪微分器的对噪声的抑制能力。 K, l_1, l_2, β 为待调参数。

为验证改进微分跟踪器的滤波性能, 设输入信号为 $v_0(t) = \sin(5t) + \eta(t)$, $\eta(t)$ 为白噪声信号, 均值为 0, 方差为 0.01, 采样步长取 0.001 s。图 3(a) 是输入信号曲线, 图 3(b) 是两种微分跟踪器得到的跟踪信号曲线, 图 4 是两种方法的跟踪误差曲线。

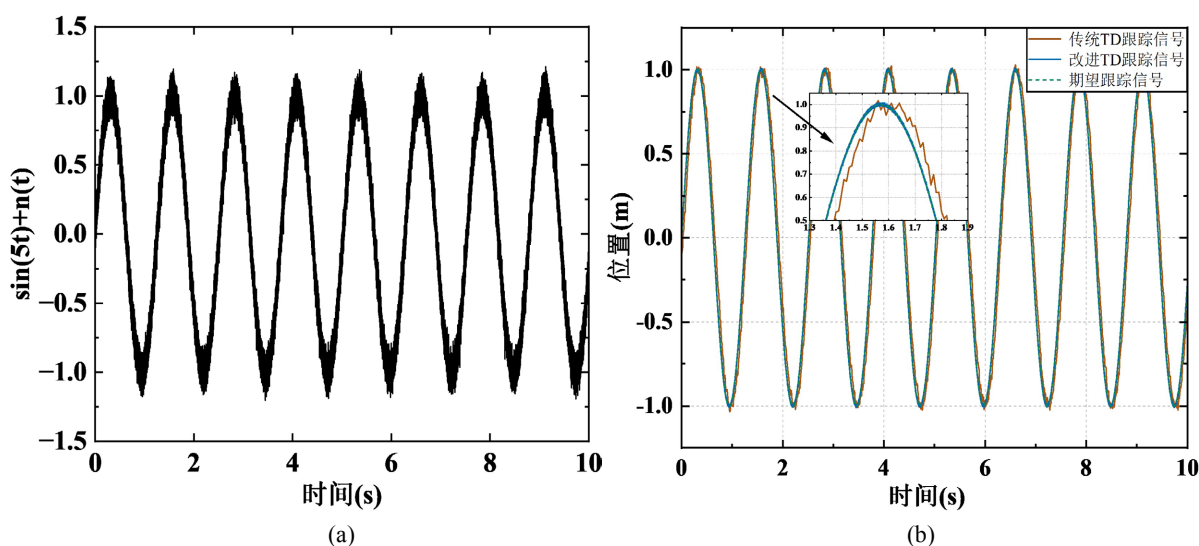


Figure 3. (a) Input curve with disturbance; (b) Improved differential tracker tracking curve

图 3. (a) 加入扰动的输入曲线; (b) 改进微分跟踪器跟踪曲线

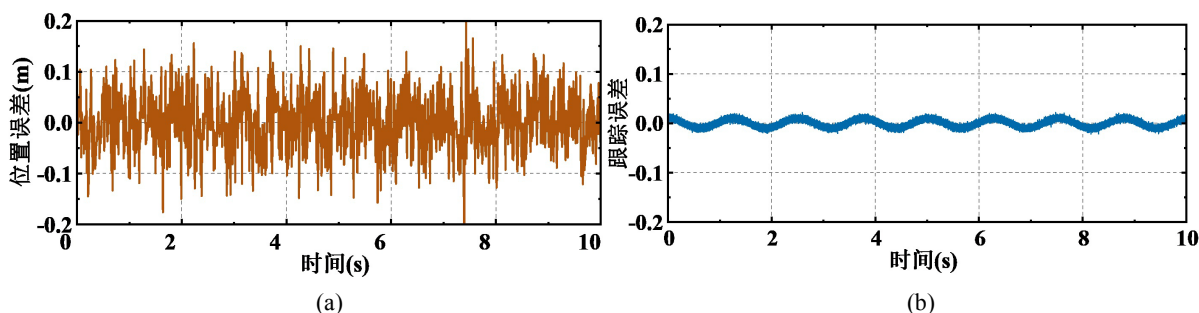


Figure 4. (a) Traditional TD tracking error; (b) Improved TD tracking error

图 4. (a) 传统 TD 跟踪误差; (b) 改进 TD 跟踪误差

由图 3 可以看出, 改进微分跟踪器由于引入了终端吸引子函数, 能够有效地滤波输入信号中的噪声, 输出的跟踪信号光滑没有噪声干扰。从图 4 可以看出, ITD 的跟踪误差在 ± 0.025 m 之间, 而传统 TD 跟踪误差为 ± 0.15 m, 可知 ITD 可以更快速、准确地跟踪输入信号。

3.2. 变增益扩展状态观测器

3.2.1. 变增益 ESO 的设计

在其不连续点, 会基于切换条件转换为不同的计算公式, 而不连续点的不可导性会导致动态增益出现巨大的变动, 导致观测出来的估计值产生峰值误差。为解决此问题, 本文设计一种误差校正函数, 其表达式为:

$$nfal(e, \alpha, \lambda) = |e|^\alpha \frac{2}{\pi} \arctan(\lambda e) \quad (4)$$

式中, λ 为误差增益。由反正切函数特性可知, 该函数具有连续可导性, 即无需根据 e 的大小, 切换不同的计算公式。为达到“小误差大增益, 大误差小增益”的校正效果, 系数选取 $\alpha = 50, \lambda = 5000$ 。

为了抑制初始峰值, 设计三阶变增益 ESO 的表达式如式(5):

$$\begin{cases} e_1 = z_1 - y \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_{E21}e_1 \\ \dot{z}_2 = z_3 - \beta_{E22}r(t)nfal(e_1, 50, 5000) + bi_q^* \\ \dot{z}_3 = -\beta_{E23}r^2(t)nfal(e_1, 50, 5000) \end{cases} \quad (5)$$

式中, $r(t)$ 为变增益函数, 定义为:

$$r(t) = \begin{cases} (100t)^{0.8}, & 0 \leq t \leq 0.01 \\ 1, & t > 0.01 \end{cases} \quad (6)$$

变增益 ESO 的结构框图如图 5 所示:

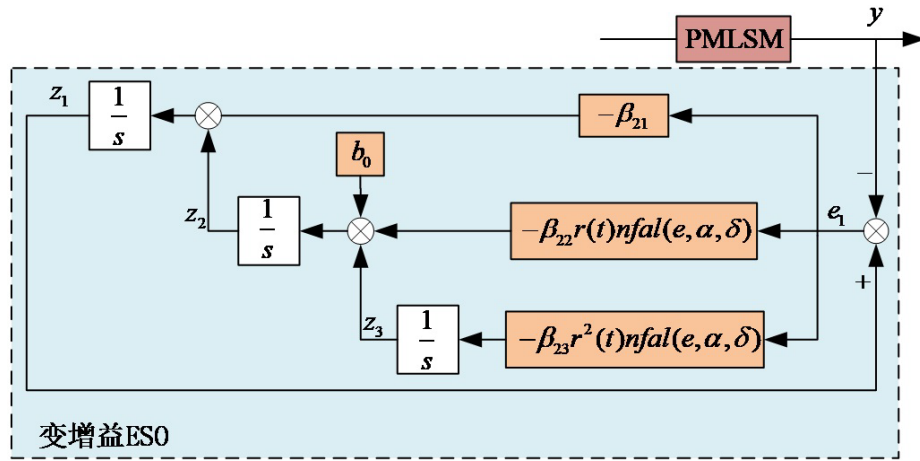


Figure 5. Block diagram of variable gain ESO structure
图 5. 变增益 ESO 结构框图

3.2.2. 变增益 ESO 的稳定性证明

为便于公式计算, 令:

$$\begin{cases} r(t)nfal(e_1, 50, 5000) = \frac{r(t)fac(e_1, 50, 5000)}{e_1} e_1 = G_1 e_1 \\ r^2(t)nfal(e_1, 50, 5000) = \frac{r^2(t)fac(e_1, 50, 5000)}{e_1} e_1 = G_2 e_2 \end{cases} \quad (7)$$

则式(5)可以改写为:

$$\begin{cases} e_1 = z_1 - y \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_{E21}e_1 \\ \dot{z}_2 = z_3 - \beta_{E22}G_1e_1 + bi_q^* \\ \dot{z}_3 = -\beta_{E23}G_2e_2 \end{cases} \quad (8)$$

根据式(1), 令 x_1 表示位置 s , x_2 表示扰动总和 F , i_q 表示 q 轴电流, \dot{f} 表示扰动综合的导数, 则 PMLSM 位置环的状态方程为:

$$\begin{bmatrix} \ddot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b \\ 0 \end{bmatrix} i_q + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \dot{f} \quad (9)$$

令 $e_2 = z_3 - x_3$, $L_1 = \beta_{E22}G_1$, $L_2 = \beta_{E23}G_2$, 根据式(8)和式(9)可得:

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = e_2 - L_1 e_1 \\ \dot{e}_2 = -L_2 e_2 - F \end{cases} \quad (10)$$

令 $\gamma_1 = e_1$, $\gamma_2 = e_2 - L_1 e_1$, 可得:

$$\begin{cases} \dot{\gamma}_1 = \gamma_2 \\ \dot{\gamma}_2 = -L_1 \gamma_2 - L_2 \gamma_1 - F \end{cases} \quad (11)$$

当忽略扰动 F 时, 则式(11)的特征方程如下:

$$\lambda^2 + L_1 \lambda + L_2 = 0 \quad (12)$$

根据赫尔维茨稳定性判据, ESO 系统稳定的充分必要条件是 $L_1 > 0$ 和 $L_2 > 0$ 。

又由式(7),

$$\frac{\text{nfal}(e_1, 50.5000)}{e_1} = \frac{|e_1|^{0.5} \frac{2}{\pi} \arctan(5000e_1)}{e_1} > 0 \quad (13)$$

则由 $G_1, G_2 > 0$, 推导出 $\beta_1, \beta_2 > 0$ 时, L_1 和 L_2 大于 0, 变增益 ESO 是稳定的。

若系统存在扰动, 则会产生稳态误差。当系统达到稳定状态之后, 可得:

$$\begin{cases} \dot{\gamma}_1 = \gamma_2 = 0 \\ \dot{\gamma}_2 = 0 \end{cases} \quad (14)$$

所以, ESO 的稳态误差可以表示为:

$$\begin{cases} |e_1| \leq \frac{w_0}{\beta_1} \\ |e_2| \leq \beta_1 \frac{w_0}{\beta_2} \end{cases} \quad (15)$$

因此只要 β_2 比 w_0 大很多, ESO 的估计误差就会很小, 以满足精度要求, 其中 w_0 为 ESO 的带宽。 β_1 、 β_2 的取值根据整定公式: $\beta_1 = w_0$ 、 $\beta_2 = w_0^2$ 。为了保证观测器性能, 观测器带宽的大小一般为电机谐振频率的 1.0~1.4 倍, 本文选取 $w_c = 2000$ 。

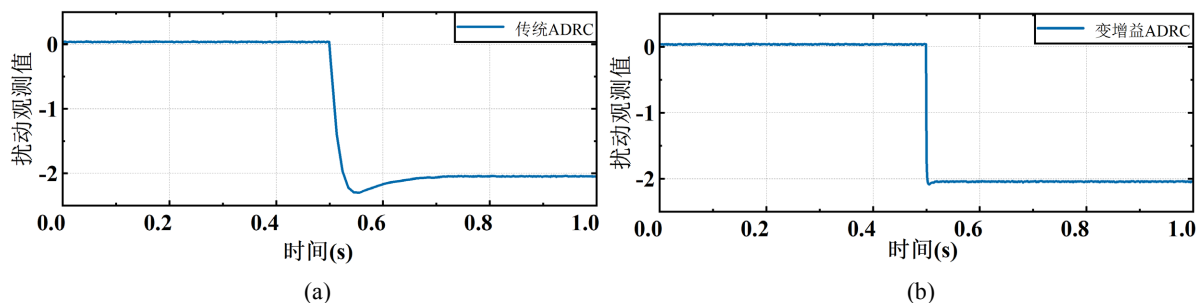


Figure 6. Comparison of the observed values of two ESO; (a) Traditional ESOs; (b) variable gain ESO

图 6. 两种 ESO 扰动观测值的结果对比; (a) 传统 ESO; (b) 变增益 ESO

为了验证变增益 ESO 的观测性能, 分别搭建传统 ESO 和变增益 ESO 仿真模型, 给定位置 0.6 m, 0.5 s 时突加负载, 扰动观测结果如图 6 所示。可以得出: 两种 ESO 均能准确辨识系统的内外部扰动, 但变增益 ESO 能够快速且无超调地准确观测负载扰动, 使得系统能够及时对扰动进行反馈补偿, 从而提升系统鲁棒性。

3.3. 非线性误差控制律

上一节设计了变增益 ESO 对外部扰动、参数变化等不确定性因素进行了观测估计, 速度误差经过 NLSEF 环节对系统进行反馈补偿。为进一步提高控制系统的鲁棒性, 利用变增益误差校正函数替换传统 NLSEF 中的滑模控制律, 则变增益 NLSEF 控制律数学模型如式(16)所示:

$$\begin{cases} e_{N1} = z_1 - x_1 \\ e_{N2} = z_2 - v_2 \\ i_q^* = \beta_3 nfal(e_{N2}, \alpha_2, \delta_2) \\ i_q = (i_q^* - z_3) / b \end{cases} \quad (16)$$

式中, α_2 和 δ_2 是两个待调参数。则变增益 NLSEF 的结构框图如图 7 所示:

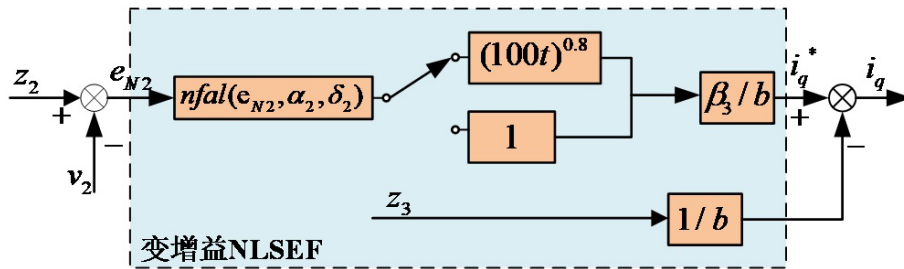


Figure 7. Block diagram of variable gain NLSEF
图 7. 变增益 NLSEF 结构框图

4. 系统仿真与实验分析

本节利用 Matlab/Simulink 搭建如图 8 所示的基于变增益自抗扰控制器的 PMLSM 位置控制系统的仿真模型, 验证所提出控制策略有效性。仿真中使用的 PMLSM 主要参数如下: 定子电阻 $R = 4.1 \Omega$, 电感

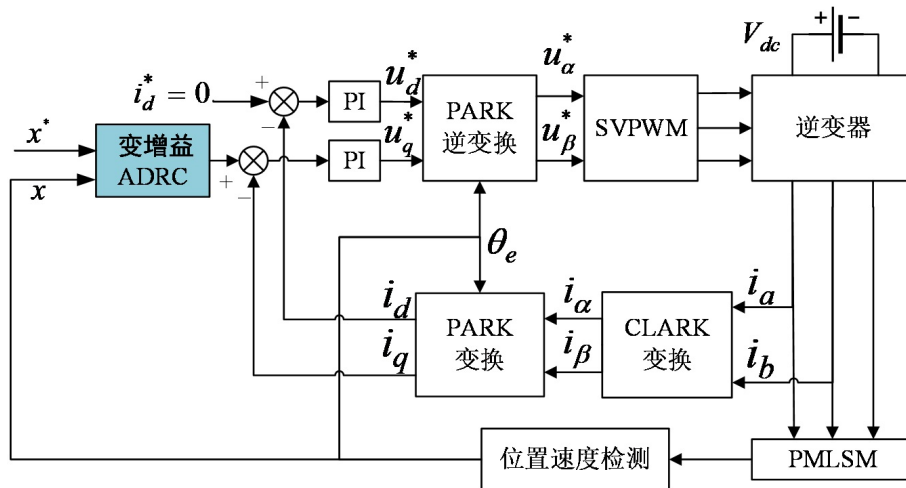
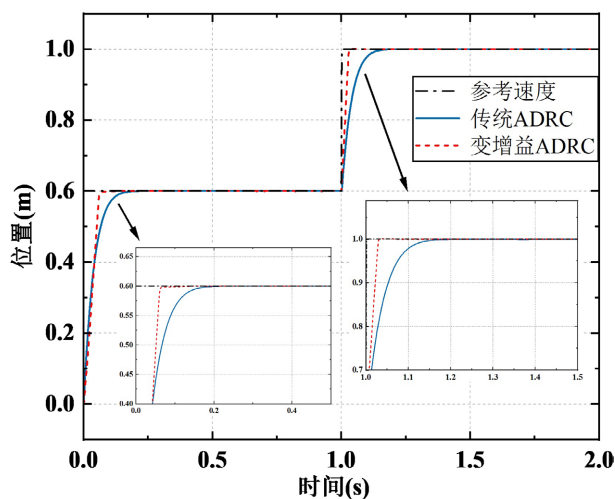


Figure 8. PMLSM position control model of variable gain active disturbance rejection controller
图 8. 变增益自抗扰控制器的 PMLSM 位置控制模型

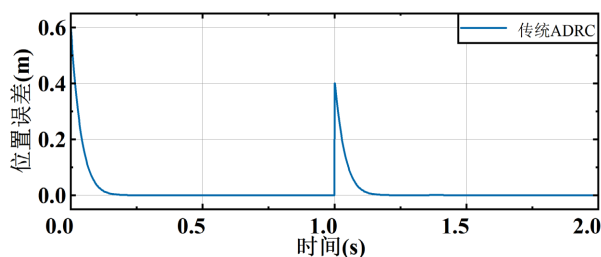
$L=16.5$ mH, 推力系数 $K_f=20.9$ N/A, 极距 $\tau=20$ mm, 转子质量 $M=0.7$ kg, 粘性摩擦系数 $B=0.2$ N·m·s。本节共进行了三组仿真来验证传统 ADRC 和变增益 ADRC 控制器的性能, 分别为空载变位置响应、突加负载位置响应以及输入正弦信号并突加负载位置响应的仿真对比。

4.1. 无负载变位置响应的仿真对比

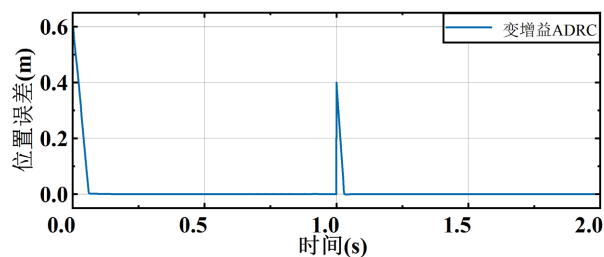
PMLSM 空载启动, 初始给定位置为 0.6 m, 1 s 后给定位置突变为 1 m, 则电机在传统 ADRC 控制和变增益 ADRC 控制下的位置响应曲线如图 9(a)所示。可以看出, 变增益 ADRC 完全消除了超调, 此外, 变增益 ADRC 控制下的调节时间要短于传统 ADRC 控制。在电机启动时, 变增益 ADRC 下的调节时间为 0.06 s, 而传统 ADRC 的调节时间为 0.16 s, 比变增益 ADRC 控制器慢了 160%。在给定位置信号突变



(a)



(b)



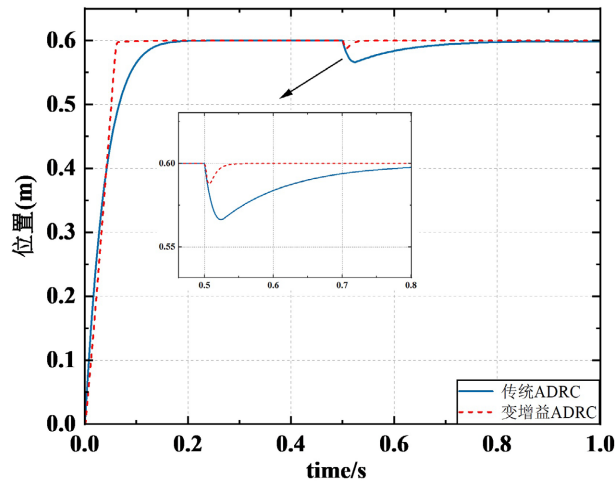
(c)

Figure 9. (a) No-load position step response curve; (b) Traditional ADRC position error; (c) Variable gain ADRC position error

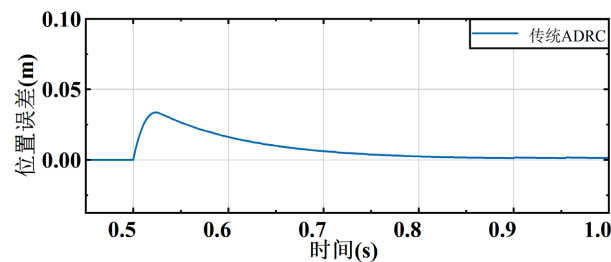
图 9. (a) 空载变位置阶跃响应曲线; (b) 传统 ADRC 位置误差; (c) 变增益 ADRC 位置误差

时, 变增益 ADRC 控制器的调节时间为 0.02 s, 而传统 ADRC 下的调节时间为 0.14 s, 比变增益 ADRC 慢了 600%。图 9(a)和(b)的位置误差曲线也可以看出, 变增益 ADRC 位置控制器可以更快地使系统到达稳定状态, 显著提高系统的动态性能和跟踪精度。

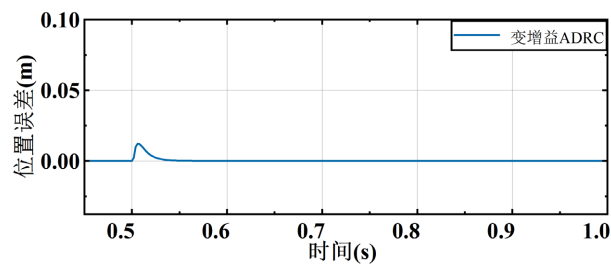
4.2. 突加负载下的仿真对比



(a)



(b)



(c)

Figure 10. (a) Response curve with sudden loading; (b) Traditional ADRC position error; (c) Variable gain ADRC position error

图 10. (a) 突加负载位置响应曲线; (b) 传统 ADRC 位置误差; (c) 变增益 ADRC 位置误差

初始时刻给定 0.6 m 的阶跃位置信号, 并在 $t=0.5$ s 时突加 $F=50$ N 的外力扰动, 则基于两种控制方法的位置响应曲线如图 10(a)所示, 位置误差曲线分别如图 10(b)和图 10(c)所示。从图 10(a)可知突加负载时, 变增益 ADRC 位置控制的恢复速度较快, 在 0.54 s 时就重新回到稳态值; 而传统 ADRC 控制方法的

恢复速度较慢, 在 0.68 s 时才重新回到稳态值。且变增益 ADRC 控制器受到负载扰动时, 其最大位置误差为 0.013 m, 而传统 ADRC 最大位置误差为 0.04 m。因此新方法能够有效减小负载扰动对系统的影响, 提高系统的抗干扰能力。

4.3. 正弦信号输入并突加负载的仿真对比

给定波形如图 11 所示的幅值为 ± 1 m、周期为 1 s 的正弦位置输入信号, 并在 $t = 1$ s 时突加的外力扰动, 则基于两种控制方法的跟踪曲线如图 11 所示。对比可以看出, 基于传统 ADRC 位置控制器的稳态误差 ± 0.12 m 之间; 相比之下, 基于变增益 ADRC 位置控制方法的稳态误差有所减小, 在 ± 0.01 m 之间

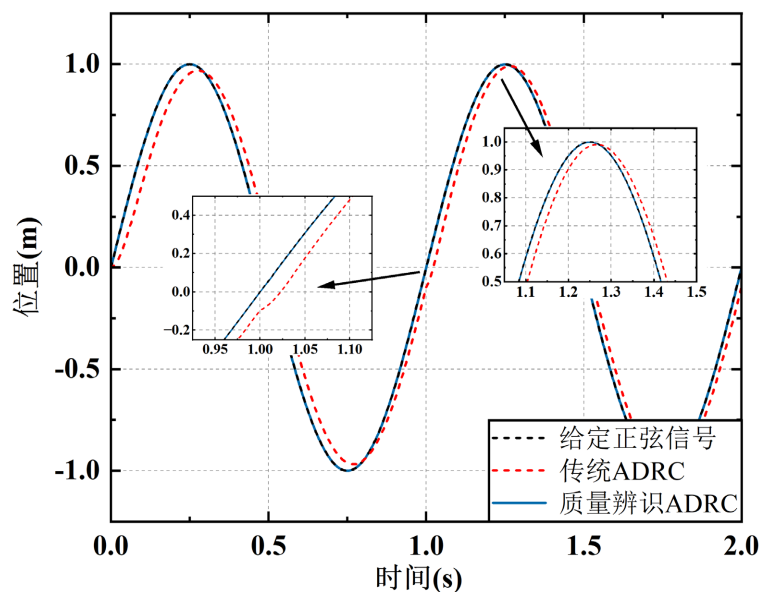


Figure 11. Response tracking curve of sine wave with sudden loading
图 11. 输入正弦信号并突加负载位置响应曲线

波动, 且受到扰动后也表现出了较强的抗扰动能力, 由以上仿真结果可知: 基于变增益 ADRC 控制方法能够实现更高精度的位置跟踪, 并且在受到外力扰动后, 表现出更强的抗干扰能力。

5. 实验验证

为验证所提出控制策略的有效性, 本文基于 Speedgoat 半实物实验平台搭建了 PMLSM 伺服系统。分

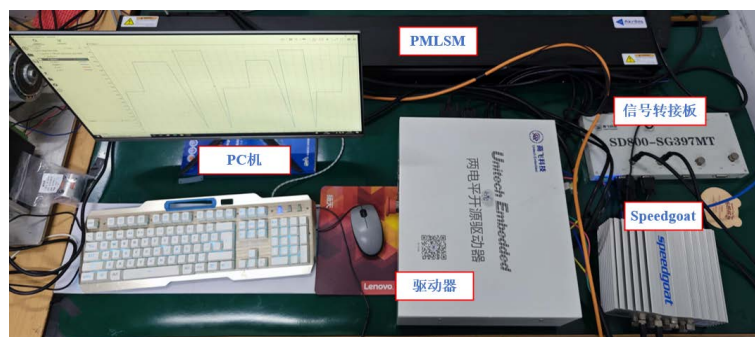


Figure 12. Hardware structure of the semi-physical experimental platform based on Speedgoat
图 12. 基于 Speedgoat 的半实物实验平台硬件结构图

别基于传统 ADRC、变增益 ADRC 控制方法, 搭建了 PMLSM 位置控制模型, 对 PMLSM 在突加负载扰动工况下的位置和电流响应结果进行对比分析。实验平台组成结构如图 8 所示, 由 PMLSM、计算机、Speedgoat 实时控制系统、两电平开源驱动器、位置编码器以及信号转接板组成, 电机的主要参数如表 1 所示。

对 PMLSM 进行突加负载测试, 电机在空载条件下以给定位置 0.4 m 启动, 4 s 时给电机突加 5N 的负载, 两种控制策略下的位置响应曲线如图 13 所示。可以看出, 初始阶段变增益 ADRC 控制器的波形更平稳, 且在 0.76 s 时就到达给定位置 0.6 m, 比传统 ADRC 快了 0.65 s。4 s 突加负载时, 变增益 ADRC 的位置回落值和调节时间也最小, 最大位置误差仅为 0.0017 m, 比传统 ADRC 小了 0.0455 m。变增益 ADRC 的调节时间为 0.08 s, 比传统 ADRC 快了 0.16 s。由此可以看出: 基于变增益 ADRC 的 PMLSM 位置伺服系统具有更好的位置跟踪精度, 且在受到扰动时表现出更强的鲁棒性。

Table 1. Parameters of PMLSM

表 1. PMLSM 参数表

参数	数值	单位
定子电阻 R	4.1	Ω
电枢电感 L	16.5	mH
推力系数 K_f	20.9	N/A
极距 τ	20	mm
动子质量 M	0.7	kg
额定推力	68.1	N
峰值推力 F_e	214.7	N
粘性摩擦系数 B	0.2	N·m·s
额定电流	2.3	A
峰值电流	9	A

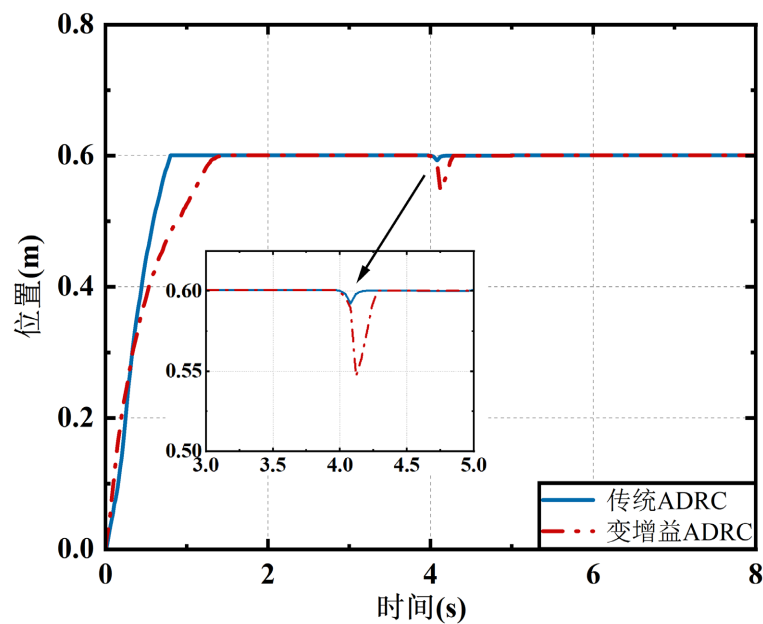


Figure 13. Response curve of sudden loading position

图 13. 突加负载位置响应曲线

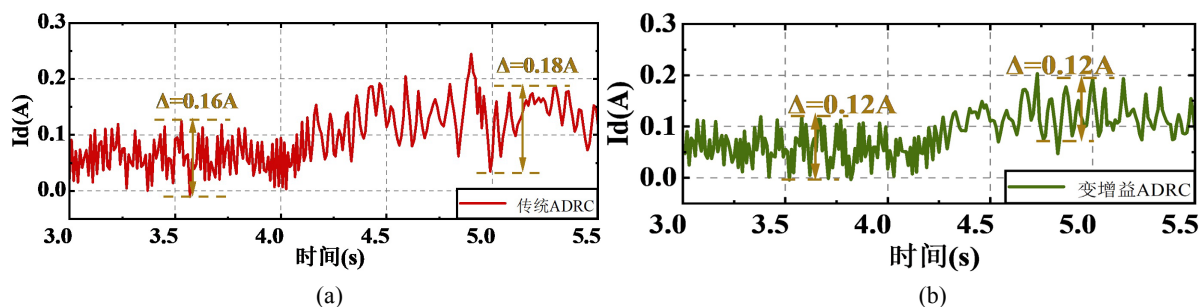


Figure 14. Current response curve of D-axis under sudden loading; (a) Traditional ADRC; (b) Variable gain ADRC

图 14. 突加负载下的 d 轴电流响应曲线; (a) 传统 ADRC; (b) 变增益 ADRC

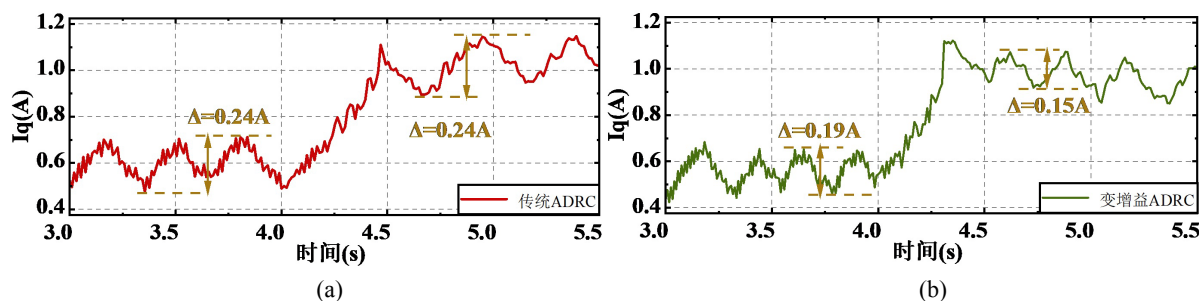


Figure 15. Current response curve of q-axis under sudden loading; (a) Traditional ADRC; (b) Variable gain ADRC

图 15. 突加负载下的 q 轴电流响应曲线; (a) 传统 ADRC; (b) 变增益 ADRC

图 14 和图 15 所示为系统在突加负载时, 采用两种不同控制策略下 dq 轴电流的实验结果。通过对比分析可以发现, 电机运动的过程中, 由于电机内部噪声扰动等的影响, d 轴电流会产生小范围的波动, 因此负载突变前不是保持在 0A 不变的。系统突加负载后, d 轴电流会产生波动。然而, 采用变增益 ADRC 控制策略, 能够降低 d 轴电流波动幅度。此外, 变增益 ADRC 策略下, q 轴电流响应速度最快, 其调节时间仅为 0.53 s, 比传统 ADRC 响应时间减少了 0.12 s。值得注意的是, 当电机到达给定位置并稳定运行时, 在变增益 ADRC 策略下, q 轴电流波动最小, 仅为 0.15 A。相比传统 ADRC 策略波动减小了 0.09 A, 表明变增益 ADRC 控制策略更有利于 PMLSM 的平稳运行。

6. 结论

针对永磁同步直线电机传统 ADRC 位置伺服系统存在相位延迟和初始峰值误差的问题, 本文提出了变增益 ADRC 位置控制策略。仿真和实验结果表明, 相较于传统 ADRC 控制器, 变增益 ADRC 控制策略有效提升了系统的响应速度和跟踪精度, 并增强了系统的抗干扰能力。

基金项目

国家自然科学基金项目(51677172); 浙江省自然科学基金项目(LY19E070006); 浙江省科技厅重点研发计划项目(2021C01071)。

参考文献

- [1] 沈维, 孙磊, 王加刚, 辅小荣. 一种改进型自适应滑模观测器的 PMSM 控制系统[J]. 建模与仿真, 2022, 11(6): 1679-1692.
- [2] 许德智, 黄泊珉, 杨玮林. 神经网络自适应的永磁直线同步电机超扭曲终端滑模控制[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(13): 64-71.

-
- [3] 唐旭, 储剑波. 一种改进型永磁同步电机模型预测电流控制方法[J]. 电机控制与应用, 2022, 49(12): 13-20.
- [4] 武志涛, 杨兆宁. 永磁直线同步电机的双闭环鲁棒补偿控制[J]. 电机与控制学报, 2022, 26(3): 101-108.
- [5] Chen, S., Xue, W., Zhong, S. and Huang, Y. (2018) On Comparison of Modified ADRCs for Nonlinear Uncertain Systems with Time Delay. *Science China Information Sciences*, **61**, Article No. 70223. <https://doi.org/10.1007/s11432-017-9403-x>
- [6] Zhu, L., Zhang, G., Jing, R., *et al.* (2022) Nonlinear Active Disturbance Rejection Control Strategy for Permanent Magnet Synchronous Motor Drives. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, **37**, 2119-2129. <https://doi.org/10.1109/TEC.2022.3150796>
- [7] Li, M., Zhao, J., Hu, Y. and Wang, Z. (2020) Active Disturbance Rejection Position Servo Control of PMSLM Based on Reduced-Order Extended State Observer. *Chinese Journal of Electrical Engineering*, **6**, 1046-1063. <https://doi.org/10.23919/CJEE.2020.000009>
- [8] Qu, L., Qiao, W. and Qu, L. (2021) Active-Disturbance-Rejection-Based Sliding-Mode Current Control for Permanent-Magnet Synchronous Motors. *IEEE Transactions on Power Electronics*, **36**, 751-760. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2020.3003666>
- [9] 张臻, 周扬忠. 永磁同步电机位置伺服系统改进变结构自抗扰控制[J]. 仪器仪表学报, 2022, 43(5): 263-271.
- [10] Bai, Y., Zhang, G., Wang, Q., *et al.* (2022) High-Gain Nonlinear Active Disturbance Rejection Control Strategy for Traction Permanent Magnet Motor Drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, **37**, 13135-13146. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2022.3180348>
- [11] 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): 6715-6726.
- [12] 卢达, 赵光宙, 曲铁龙, 齐冬莲. 永磁同步电机无参数整定自抗扰控制器[J]. 电工技术学报, 2013, 28(3): 27-34.
- [13] Kong, X., Xia, Y., Hu, R., *et al.* (2022) Trajectory Tracking Control for Under-Actuated Hovercraft Using Differential Flatness and Reinforcement Learning-Based Active Disturbance Rejection Control. *Journal of Systems Science and Complexity*, **35**, 502-521. <https://doi.org/10.1007/s11424-022-2037-0>
- [14] Li, S., Zhang, J., Zhao, K., *et al.* (2022) Trajectory Tracking Control for Four-Mecanum-Wheel Mobile Vehicle: A Variable Gain Active Disturbance Rejection Control Approach. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, **32**, 1990-2006. <https://doi.org/10.1002/rnc.5926>