

基于改善型自抗扰控制的 永磁直线同步电机单轴 伺服系统直接力控制

高峰

上海理工大学机械工程学院, 上海

收稿日期: 2024年4月17日; 录用日期: 2024年5月10日; 发布日期: 2024年5月17日

摘要

在单轴伺服系统的直接力控制中, 电机的输出位置会受到负载力、摩擦力等因素的影响, 考虑到PID控制器对参数变化的适应性差以及响应速度与超调量无法兼顾等问题, 通过采用自抗扰控制(ADRC)代替PID的方式提高系统的控制性能; 针对传统ADRC的非线性函数在分段点处存在抖动以及切换不平滑的问题, 设计了一种连续光滑的非线性函数, 并分别对扩张状态观测器(ESO)以及非线性状态误差反馈控制律(NLSEF)进行改进; 针对改进型自抗扰控制(I-ADRC), 给出了其参数整定的一般规律, 并将其应用于单轴永磁同步直线电机(PMLSM)的直接力控制(DFC)中。在空载与变载两种情况下将I-ADRC与PID以及一些现有的自抗扰控制策略进行仿真对比, 实验结果表明采用改进型自抗扰控制器的直接力控制, 具有更好的跟随性能以及抗干扰能力。

关键词

永磁直线同步电机, 直接力控制, 自抗扰控制

Direct Force Control of Permanent Magnet Linear Synchronous Motor Single Axis Servo System Based on Improved Active Disturbance Rejection Control

Feng Gao

School of Mechanical Engineering, University of Shanghai for Science and Technology, Shanghai

Received: Apr. 17th, 2024; accepted: May. 10th, 2024; published: May. 17th, 2024

文章引用: 高峰. 基于改善型自抗扰控制的永磁直线同步电机单轴伺服系统直接力控制[J]. 建模与仿真, 2024, 13(3): 2245-2258. DOI: 10.12677/mos.2024.133206

Abstract

In direct force control of a single-axis servo system, the output position of the motor is affected by factors such as load force and friction. Considering the poor adaptability of the PID controller to parameter changes and the inability to balance response speed and overshoot, the control performance of the system is improved by using Active Disturbance Rejection Control (ADRC) instead of PID. A continuous and smooth nonlinear function was designed to address the issues of jitter and unsmooth switching at the segmentation points in traditional ADRC nonlinear functions. Improvements were made to the Extended State Observer (ESO) and the Nonlinear State Error Feed-back Control Law (NLSEF), respectively. A general rule for parameter tuning of Improved Active Disturbance Rejection Control (I-ADRC) is provided, and it is applied to Direct Force Control (DFC) of Single Axis Permanent Magnet Synchronous Linear Motor (PMLSM). The simulation comparison between I-ADRC and PID, as well as some existing self-disturbance rejection control strategies, was conducted under both no-load and variable-load conditions. The experimental results showed that using an improved self-disturbance rejection controller for direct force control has better tracking performance and anti-interference ability.

Keywords

Permanent Magnet Synchronous Linear Motor, Direct Force Control, Active Disturbance Rejection Control

Copyright © 2024 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

永磁直线同步电机(PMLSM)是一种通过动子直接驱动,将电能直接转换成直线形式的机械能而无需中间传动件的驱动装置。相对于旋转电机,PMLSM具有更大的驱动力、更高的定位精度以及更快的响应速度,在精加工领域备受瞩目[1][2]。在单轴伺服系统中,直线电机与负载直接相连,没有中间传动部件,其易受到参数摄动、外界扰动等不利因素的影响[3],需要对这些不利因素进行抑制,以提高系统的抗干扰能力。由于单轴直线电机受到上述因素的影响,并且传统直接力控制中的PID控制器存在对参数变化的适应性差以及无法兼顾响应速度与超调量等问题,故而难以实现系统高性能跟踪控制。因此,提高直线电机跟踪精度的控制方法受到越来越多的关注,其中,由韩京清教授提出的自抗扰控制技术[4],由PID演变而来,通过对系统扰动进行观测,并补偿给控制输入,使系统具有强鲁棒性[5][6]。

目前,自抗扰控制技术已被成功地应用在PMLSM控制、工业机器人以及无人机等领域。文献[7]针对PMLSM控制系统易受到负载扰动、推力波动等因素的影响,采用ADRC对控制系统中的总扰动进行观测,并补偿给系统控制输入,从而提高系统控制精度;文献[8]通过对ADRC的扩张状态观测器进行改进,以提高对高频转矩脉动的观测精度,从而有效抑制转矩脉动;文献[9]对ADRC的非线性函数进行改进,并在非线性函数的最外侧采用常数的方式,从而加快减小对系统的增益,提高了对PMLSM的控制精度。自抗扰控制技术作为一种针对控制系统的控制策略,是通过集成反馈回路和基于计算的估计器来有效地管理和抵消系统内外部扰动,与其他控制器相比,自抗扰控制器能够独立于控制对象,对提高控制系统的鲁棒性具有显著的作用。

为提高控制系统跟踪精度和抗干扰能力，本文提出一种基于改善型自抗扰控制的永磁直线同步电机单轴伺服系统直接力控制。首先搭建 PMLSM 数学模型，然后设计改进型自抗扰控制，针对改进后的自抗扰控制参数整定问题，阐述了其参数整定的一般规律。最后，将 I-ADRC 作用于单轴伺服系统的 DFC 中，通过 MATLAB/Simulink 建立仿真模型，仿真分析验证改进型自抗扰控制器的直接力控制，具有更好的跟踪精度和控制性能。

2. 永磁同步直线电机数学模型

在对直线电机分析之前，为了便于模型建立，给出以下假设[10]：

- (1) 忽略初级的铁芯饱和、涡流以及磁滞损耗；
- (2) 气隙均匀分布，且反电动势为正弦；
- (3) 忽略次级的阻尼绕组；
- (4) 忽略端部效应的影响；
- (5) 三相绕组均匀分布且参数相同。

搭建永磁同步电机在 $d-q$ 坐标系下的数学模型。

电压方程可表示为：

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} -\psi_q \\ \psi_d \end{bmatrix} \quad (1.1)$$

式中， u_d 、 u_q 为初级在 d 、 q 轴上的电压分量； ψ_d 、 ψ_q 为初级在 d 、 q 轴上的磁链分量； i_d 、 i_q 为初级在 d 、 q 轴上的电流分量； R_s 为绕组的等效电阻； ω 为直线电机初级水平移动速度转换成的旋转电机定子角速度。

角速度 ω 可表示为：

$$\omega = \frac{\pi}{\tau} n_p v \quad (1.2)$$

式中， τ 为极距； n_p 为极对数； v 为直线电机移动速度。

在 d 、 q 轴上，初级磁链可表示为：

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_f \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

式中， L_d 、 L_q 为初级在 d 、 q 轴上的电感，并且对于表贴式永磁直线同步电机有 $L_d = L_q = L_s$ ； ψ_f 为永磁体磁链[11]。

永磁直线同步电机的总功率可表示为：

$$P = \frac{3}{2} \left[(R_s i_d^2 + R_s i_q^2) + (i_d p \psi_d + i_q p \psi_q) + \omega (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \right] \quad (1.4)$$

根据式(1.4)可知，永磁直线同步电机的总功率由三部分组成。第一部分 $\frac{3}{2} (R_s i_d^2 + R_s i_q^2)$ 为三相绕组线圈上的电阻热损耗功率；第二部分 $\frac{3}{2} (i_d p \psi_d + i_q p \psi_q)$ 为三相绕组上电流的变化导致的磁场储能的变化；第三部分 $\frac{3}{2} \omega (\psi_d i_q - \psi_q i_d)$ 为三相绕组输出能量中转化为机械能输出的功率。

因此由永磁直线同步电机机械能输出功率可得的推力方程为：

$$F_e = \frac{3}{2} \frac{\omega}{v} (\psi_d i_q - \psi_q i_d) = \frac{3\pi}{2\tau} n_p (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (1.5)$$

根据式(1.3)和式(1.5)可进一步分析得到表贴式永磁直线同步电机的推力方程为:

$$F_e = \frac{3\pi}{2\tau} n_p \psi_f i_q = K_f i_q \quad (1.6)$$

式中, $K_f = \frac{3\pi}{2\tau} n_p \psi_f$ 为推力系数。

由于初级磁链在 $d-q$ 坐标系下的表达式为:

$$\begin{cases} \psi_d = |\psi_s| \cos \delta \\ \psi_q = |\psi_s| \sin \delta \end{cases} \quad (1.7)$$

式中, δ 为 ψ_s 与 d 轴的夹角。

故根据式(1.3)以及式(1.7), 永磁直线同步电机的推力公式还可表示为:

$$F_e = \frac{3\pi}{2\tau L_s} n_p \psi_f |\psi_s| \sin \delta \quad (1.8)$$

机械运动方程为:

$$\begin{cases} M\dot{v} = F_e - F \\ F = Bv + F_L \end{cases} \quad (1.9)$$

式中, M 为直线电机定子质量; F 为永磁直线同步电机运动过程中所受总扰动; B 为粘滞系数; F_L 为电机所受负载阻力。

根据以上推导公式, 最终可得 $d-q$ 坐标系下永磁直线同步电机的数学模型框图如图 1 所示。

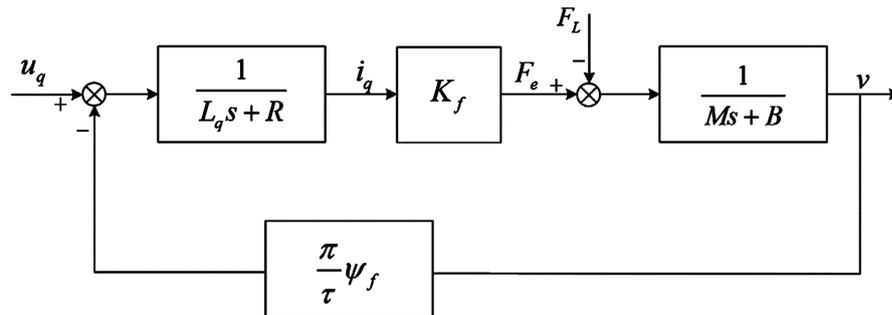


Figure 1. Mathematical model diagram of permanent magnet linear synchronous motor in $d-q$ coordinate system
图 1. $d-q$ 坐标系下永磁直线同步电机的数学模型框图

3. 改进型自抗扰控制器设计

自抗扰控制是基于传统 PID 的新型主动抗扰技术, 在保留 PID 控制优点的基础上对其进行了优化[12]。首先采用跟踪微分器(Tracking Differentiator, TD), 为输入的跳变信号提供过渡过程。其次, 为了减小扰动, 扩张状态观测器将对内部和外部扰动进行观测, 并将扰动观测值反馈给非线性状态误差反馈控制律形成闭环控制[13], 其结构如图 2 所示。

自抗扰控制中的 TD 采用的是最速控制综合函数 $fhan$, 且 ESO 和 NLSEF 是通过非线性函数 fal 实现的[14], 因此该控制器可以根据误差变化对比例环节的增益系数进行实时调节, 从而即实现了较小的超调

量，又保证了较好的跟踪性能。并且该控制方法可不依赖于控制对象的具体模型，而是通过扰动的观测及补偿来达到自抗扰的目的。

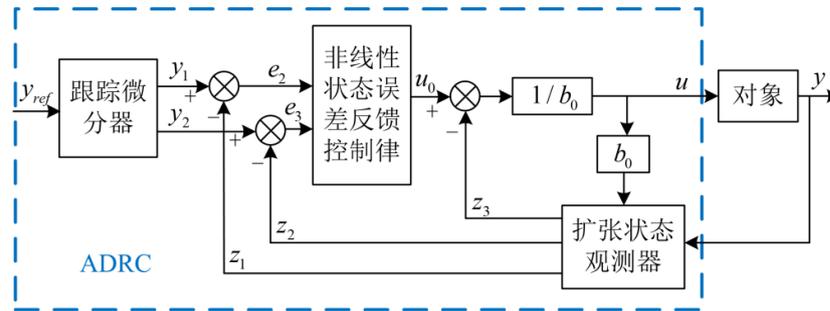


Figure 2. ADRC structure diagram
图 2. ADRC 结构图

对于传统 ADRC, 其 ESO 以及 NLSEF 的非线性函数 fal 在分段点处存在抖动以及切换不平滑等问题, 从而降低了 ADRC 对系统的控制性能。因此, 针对该问题, 以下分别对 ESO 以及 NLSEF 进行改进优化。改进型 ADRC(I-ADRC)结构如图 3 所示。

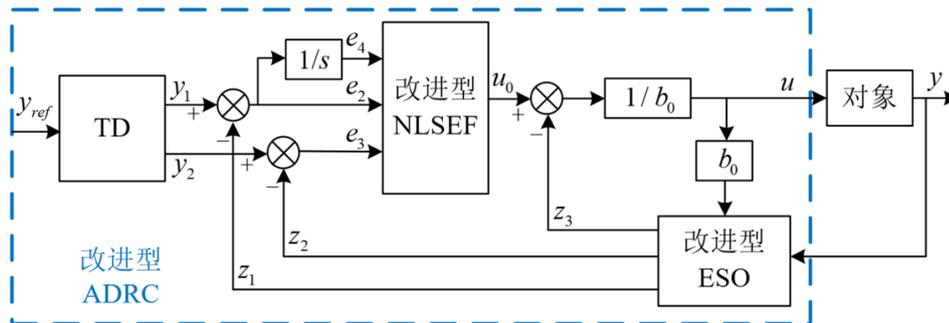


Figure 3. I-ADRC structure diagram
图 3. I-ADRC 结构图

3.1. 改进型 ESO 设计

ESO 中最关键的部分为非线性函数, 由此可见 fal 函数对系统控制性能的重要性。 fal 函数的曲线特性由非线性因子 α 和分段区间长度 δ 决定, α 的取值与函数曲线的非线性度有关, δ 的取值决定了函数曲线的拐点位置, 由于传统 fal 函数在分段点 $\pm\delta$ 处连续但不可导, 当取较小的 δ 值时, fal 函数的斜率在原点附近会发生突变, 这就使得系统状态在原点处产生抖动, 从而影响系统的抗扰性能, 这对单轴 PMLSM 的位置跟踪性能有着不利的影响。因此本文在传统 fal 函数的基础上给出了一种连续且光滑的非线性函数 $Ifal$, 以改进 ESO 的观测性能。

- 1) 当 $\delta < |e| \leq \eta$ 时, $Ifal$ 函数的表达式保持原公式:

$$Ifal(e, \alpha, \delta, \eta) = |e|^\alpha \text{sign}(e) \tag{1.10}$$

- 2) 当 $|e| \leq \delta$ 时, $Ifal$ 函数的表达式采用线性函数和正弦函数拟合的形式代替单一线性函数, 从而更好的满足“小误差大增益”的原则, 其表达式为:

$$Ifal(e, \alpha, \delta, \eta) = a_1 e + a_2 e^2 + a_3 \sin e \tag{1.11}$$

为了使得函数在 $|e| = \delta$ 处连续且可导，需使得函数在该点左右两侧的函数值以及导数相同，即：

$$\begin{cases} a_1 = \frac{\delta^\alpha \cos \delta - \alpha \delta^{\alpha-1} \sin \delta}{\delta \cos \delta - \sin \delta} \\ a_2 = 0 \\ a_3 = \frac{(\alpha - 1) \delta^\alpha}{\delta \cos \delta - \sin \delta} \end{cases} \quad (1.12)$$

3) 当 $|e| > \eta$ 时，为了满足“大误差小增益”的原则，需要加快减小系统的增益，从而提高系统的抗干扰能力。*Ifal* 函数的表达式采用反比例函数的形式：

$$Ifal(e, \alpha, \delta, \eta) = -\frac{a_4}{e + a_5} + a_6 \text{sign}(e) \quad (1.13)$$

选用反比例函数形式而非直接使用常数，是因为在 η 取较小值时，若使用常数形式，同样会因 *Ifal* 函数存在拐点，使得系统状态在原点附近产生抖动。而反比例函数则具有更好的平滑性。

为了使得 *Ifal* 函数在 $|e| = \eta$ 处连续且可导，需使得函数在该点左右两侧的函数值以及导数相同，即：

$$\begin{cases} a_4 = \alpha \eta^{\alpha+1} \\ a_5 = 0 \\ a_6 = (1 + \alpha) \eta^\alpha \end{cases} \quad (1.14)$$

最终得到 *Ifal* 函数表达式如下：

$$\begin{cases} \frac{\delta^\alpha \cos \delta - \alpha \delta^{\alpha-1} \sin \delta}{\delta \cos \delta - \sin \delta} e + \frac{(\alpha - 1) \delta^\alpha}{\delta \cos \delta - \sin \delta} \sin e, & |e| \leq \delta \\ |e|^\alpha \text{sign}(e), & \delta < |e| \leq \eta \\ -\frac{\alpha \eta^{\alpha+1}}{e} + (1 + \alpha) \eta^\alpha \text{sign}(e), & |e| > \eta \end{cases} \quad (1.15)$$

接下来对 *fal* 函数与 *Ifal* 函数的性能进行对比分析，分别取 $\alpha = 0.25$ 、 $\delta = 0.25$ 、 $\eta = 0.5$ ，并在 MATLAB 中进行图形绘制，得到 *fal* 函数与 *Ifal* 函数的对比分析图如图 4 所示。

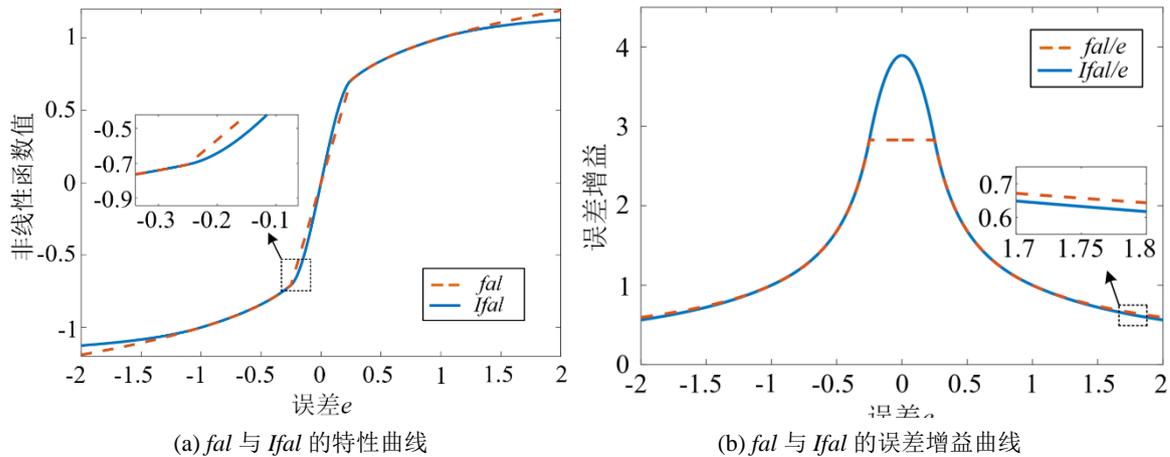


Figure 4. Comparative analysis chart of *fal* and *Ifal*
图 4. *fal* 与 *Ifal* 的对比分析图

由图 4(a)可知, fal 函数在分段点处存在明显拐点, 而 $Ifal$ 函数则表现出更好的连续性与光滑性。由图 4(b)可知, 当 $|e| > \eta$ 时, $Ifal$ 函数对比传统 fal 函数具有更小的输出增益; 当输出误差 e 在零点附近时, $Ifal$ 函数的误差增益明显大于 fal 函数。

经过上述分析表明, 与传统 fal 函数相比, $Ifal$ 函数更能体现“大误差小增益, 小误差大增益”的原则, 当误差较小时采用大增益, 以增加系统的快速性; 当误差较大时采用小增益, 从而避免超调现象。并且 $Ifal$ 函数克服了传统 fal 函数因在原点附近存在斜率突变而导致系统高频振荡的问题, 因此采用 $Ifal$ 函数的 ESO 更能提高系统的抗干扰能力。

3.2. 改进型 NLSEF 设计

改进型 NLSEF(INLSEF)在传统 NLSEF 的基础上引入了误差的积分 e_4 以及积分项的权重 β_3 , 并利用非线性函数 $Ifal$ 将 TD 的输出与 IESO 的输出之间的误差、误差的微分、误差的积分进行非线性组合, 从而克服稳态下高频振荡的问题, 增强系统的抗干扰能力, 进一步提高系统的跟随精度。其表达式如下:

$$\begin{cases} e_2 = y_1 - z_1 \\ e_3 = y_2 - z_2 \\ e_4 = \int e_2 dt \\ u_0 = \beta_1 Ifal(e_2, \alpha_3, \delta_2, \eta_2) + \beta_2 Ifal(e_3, \alpha_4, \delta_2, \eta_2) + \beta_3 Ifal(e_4, \alpha_5, \delta_2, \eta_2) \end{cases} \quad (1.16)$$

4. 改进型自抗扰控制参数整定规律

I-ADRC 的性能由各个组成部分的参数决定, 在设计了控制器结构之后, 需要对其参数进行整定。I-ADRC 的三个部分: TD、IESO 和 INLSEF 之间相互独立, 互不影响。以下分别分析此三个部分的调节参数对控制系统的影响, 并给出参数整定的一般规律。

4.1. 微分跟踪器的参数整定

TD 中需整定的参数有速度因子和滤波因子。

令滤波因子 $h_0 = 0.01$ 以及给定值 $y_{ref} = 1$, 观察不同速度因子 r_0 对跟踪信号 y_1 和微分信号 y_2 的影响, 分别如图 5、图 6 所示。不难看出 TD 对输入信号的跟踪速度与速度因子 r_0 有关。 r_0 取值越小, 越能够抑制超调现象, 但过小的 r_0 会导致系统的响应速度过慢; r_0 取值越大, 系统的响应速度越快, 但过大的 r_0 会导致微分信号产生较大波动, 降低系统的稳定性。由于 r_0 的选取范围很大, 在取值时一般只需要对数量级以及最高位数进行调整, 可省略其它位上的数值, 提高整定效率。

令速度因子 $r_0 = 1$, 以及给定值 $y_{ref} = 1$, 观察不同滤波因子 h_0 对跟踪信号 y_1 的影响, 如图 7 所示。经过对比可知滤波因子 h_0 与 TD 对噪声的抑制性能有关。 h_0 取值越大, 对噪声的抑制效果越好, 但过大的 h_0 会严重损失跟踪信号的相位, 跟踪速度也会急剧减慢。若输入信号未被污染, 只需使滤波因子 h_0 小于或等于积分步长 h 即可, 否则需要取更大的 h_0 对噪声进行过滤, 可参考选取滤波因子 h_0 为积分步长 h 的 1~6 倍。

4.2. 改进型扩张状态观测器的参数整定

IESO 含有的可调参数为分段区间的长度 δ_1 , 非线性因子 α_1 、 α_2 , 观测器的增益系数 β_{01} 、 β_{02} 、 β_{03} , 补偿因子 b_0 以及常数 η_1 。

补偿因子 b_0 的取值与系统的总扰动估计有关, 当系统所受扰动较大时, 可取较大的 b_0 值, 通常可在 0.01~10 区间内选取。

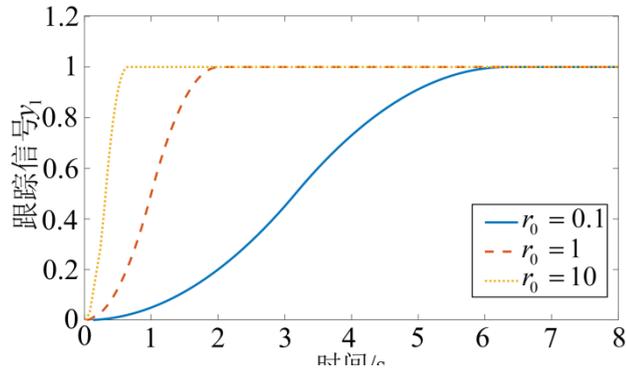


Figure 5. The impact of different r_0 on y_1

图 5. 不同的 r_0 对 y_1 的影响

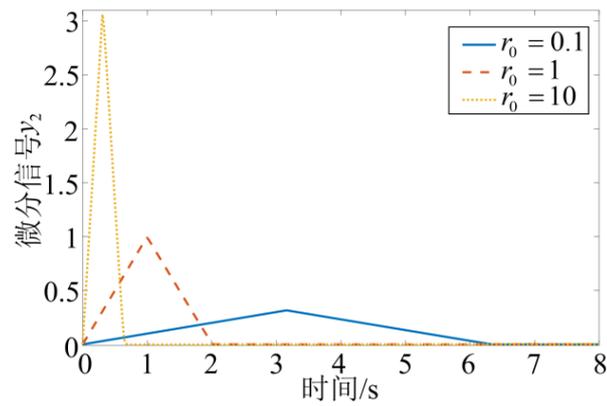


Figure 6. The impact of different r_0 on y_2

图 6. 不同的 r_0 对 y_2 的影响

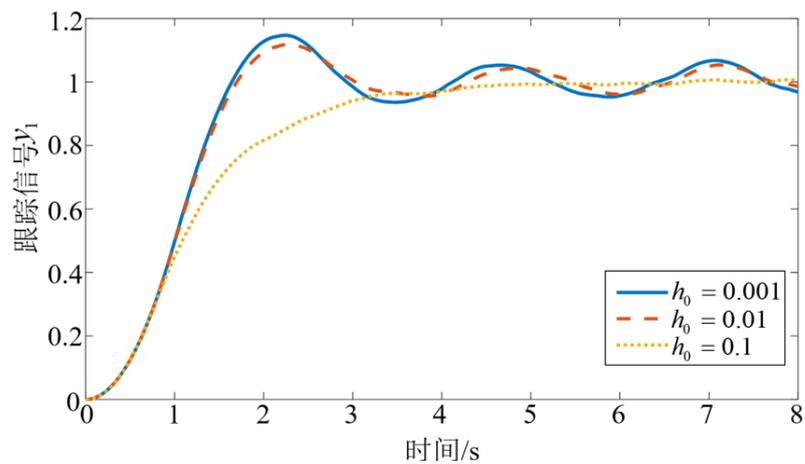


Figure 7. The impact of different h_0 on y_1

图 7. 不同的 h_0 对 y_1 的影响

分段区间的长度 δ 的取值大小决定了 fal 函数线性区间的长度, 若 δ 取值过大, 会使得线性区间远大于非线性区间, 这样 fal 函数就失去了优越性。若 δ 取值过小, 则会使得系统在原点附近存在高频振荡。新的 $Ifal$ 函数虽然解决了以上问题, 但为了便于参数整定, 此处 δ_1 根据积分步长 h 的大小进行取值。

常数 η_1 的取值大小决定了 *Ifal* 函数加快减小误差增益的区间范围, 若 η_1 取值过大, 会导致系统在误差较大时, 误差增益减小过慢, 从而违背“大误差小增益”的原则; 若 η_1 取值过小, 会导致系统在误差较小时, 误差增益过早减小, 进而违背“小误差大增益”的原则。 η_1 可取分段区间长度 δ_1 的 2 倍。

非线性因子 α_1 、 α_2 为 *Ifal* 函数的参数增益, 不同取值范围的 α 对 *Ifal* 函数的影响效果如图 8 所示。为了更好的遵从“大误差小增益, 小误差大增益”的原则, 可在 0~1 范围内选取非线性因子 α , 一般可取 $\alpha_1 = 0.5$, $\alpha_2 = 0.25$ 。

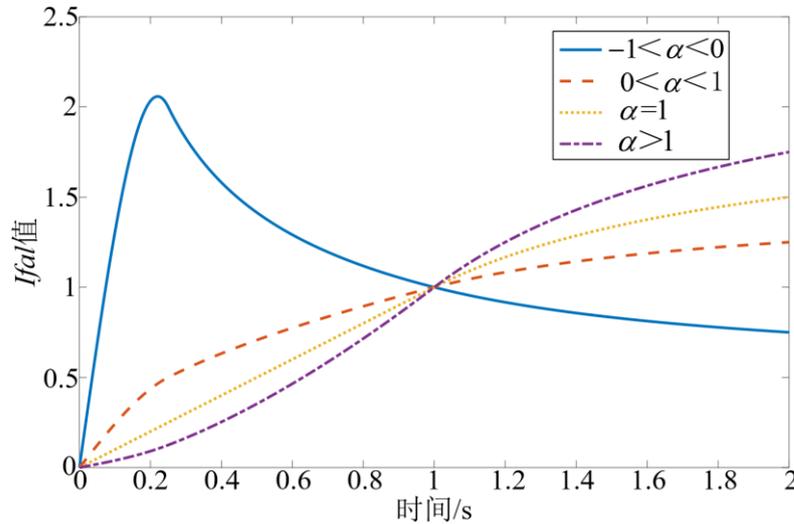


Figure 8. The influence of α with different value ranges on the *Ifal* function
图 8. 不同取值范围的 α 对 *Ifal* 函数的影响

观测器的增益系数 β_{01} 、 β_{02} 、 β_{03} 分别决定了 IESO 对系统状态变量 x_1 、 x_2 以及扰动 x_3 的观测精度, 因此, β_{01} 、 β_{02} 、 β_{03} 的取值将直接影响系统的控制精度。若 β_{03} 取值过大, 虽然能够抑制对扰动估计的滞后, 但同时也会造成估计值的震颤。可通过调整 β_{01} 、 β_{02} 进行抑制, 在调节 β_{03} 的同时, 调整 β_{01} 、 β_{02} 以得到更好的输出效果。观测器的增益系数一般可通过如式(1.17)所示近似公式进行整定。

$$\beta_{01} \approx \frac{1}{h}, \quad \beta_{02} \approx \frac{1}{2.4h^2}, \quad \beta_{03} \approx \frac{1}{15.5h^3} \tag{1.17}$$

4.3. 改进型误差反馈控制律的参数整定

INLSEF 含有的可调参数为非线性因子 α_3 、 α_4 、 α_5 , 分段区间的长度 δ_2 , 常数 η_2 以及比例项、微分项、积分项的权重 β_1 、 β_2 、 β_3 。

非线性因子 α_3 、 α_4 、 α_5 、常数 η_2 以及分段区间的长度 δ_2 分别与 IESO 中的非线性因子、常数以及分段区间的长度的作用一致, 可参考 IESO 中的整定方法进行整定。

比例项、微分项、积分项的权重 β_1 、 β_2 、 β_3 类似于 PID 中的 k_p 、 k_d 、 k_i 。 β_1 取值越大, 过渡过程越快, 跟踪的精确度也越高, 但会增加超调量。 β_2 取值越大, 系统的动态性能越好, 但会产生噪声。 β_3 取值越大, 虽然能够提高系统的稳态性能, 但会降低系统的动态性能。一般可采取 $\beta_1 \rightarrow \beta_3 \rightarrow \beta_2$ 的调节顺序。

5. 实验验证

为了验证所给出的改进型自抗扰控制的性能, 本节利用 MATLAB/Simulink 搭建如图 9 所示的基于改

进型 ADRC 的单轴伺服系统直接力控制仿真模型，永磁直线同步电机的参数如表 1 所示，并给定初级的参考磁链 $\psi_{ref} = 0.107 \text{ Wb}$ ，正弦跟踪信号 $y_{ref} = 60\sin(2\pi t) \text{ mm}$ ，积分步长 $h = 1e^{-5}$ 。

针对单轴 PMLSM 对输入信号的跟踪问题，设计了空载状态下的正弦信号跟随仿真实验；为了验证单轴伺服系统的抗干扰能力，设计了单轴 PMLSM 变载环境下的仿真实验。为了使得仿真实验更加可靠，将选取传统 PID 控制器、传统 ADRC 控制器、非线性函数最外侧采用常数形式的 ADRC 控制器(C-ADRC) [15]以及 I-ADRC 控制器进行仿真实验对比。

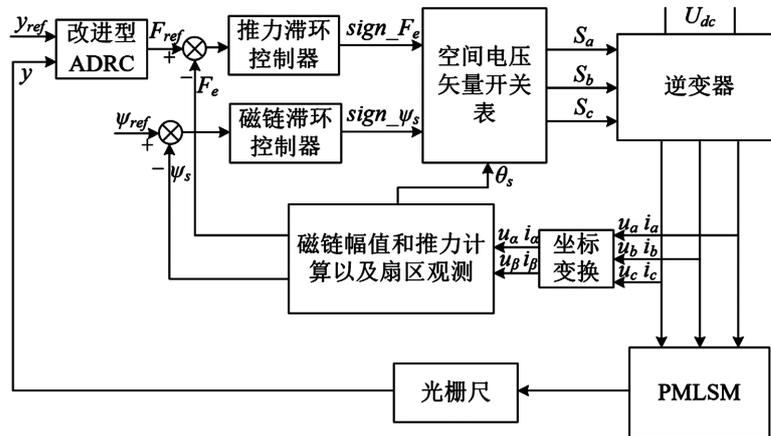


Figure 9. Block diagram of direct force control for single axis servo system based on improved ADRC
图 9.基于改进型 ADRC 的单轴伺服系统直接力控制框图

Table 1. Parameters of permanent magnet linear synchronous motor
表 1. 永磁直线同步电机参数

电机参数	数值	电机参数	数值
极对数 n_p	4	q 轴电感 L_q/mH	8.2
动子质量 m/kg	8.2	粘滞摩擦系数 $B/\text{N}\cdot\text{s}\cdot\text{m}^{-1}$	4
绕组电阻 R_s/Ω	2.5	永磁体极距 τ/mm	32
d 轴电感 L_d/mH	8.2	永磁体磁链 ψ_f/Wb	0.107

由于 I-ADRC 的三个控制模块之间是相互独立的，因此可以根据 I-ADRC 的参数整定规律进行分开整定，整定后的参数如表 2 所示。ADRC 和 C-ADRC 中与 I-ADRC 相同的参数取相同值。PID 则采用粒子群算法进行整定，位置环 PID: $k_p = 20$ ， $k_i = 76861$ ， $k_d = 0.647$ ；速度环 PI: $k_p = 44330$ ， $k_i = 34425$ 。

5.1. 空载正弦信号跟踪仿真实验

空载状态下跟踪正弦信号的仿真结果如图 10 所示，整理系统性能指标数据后得到表 3。

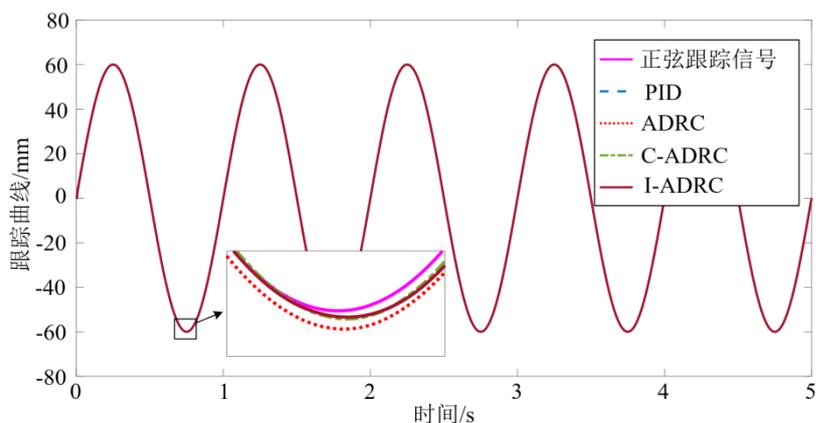
从图 10(a)可以看出，进行对比的四个控制方式均能有效的跟踪正弦输入信号。由图 10 的(b)、(c)、(d)、(e)以及表 3 可知，相较于 PID 控制器，ADRC 表现出更小的最大误差、稳态误差，以及更短的稳定时间。其中，I-ADRC 在系统启动时的最大误差为 $210.84 \mu\text{m}$ ，小于传统 PID 的 $301.15 \mu\text{m}$ ，比次优的 C-ADRC 小了 $6.55 \mu\text{m}$ ，并且 I-ADRC 在四者中具有最短的稳定时间，仅 0.016 s 就达到稳态。在系统稳定后，I-ADRC 也具有更小的稳态误差，其值为 $19.55 \mu\text{m}$ ，远小于 PID 控制的 $31.18 \mu\text{m}$ ，比次优的 C-ADRC 小了 $1.47 \mu\text{m}$ 。因此，在空载条件下，I-ADRC 具有更高精度的跟踪性能。

5.2. 变载正弦信号跟踪仿真实验

在第二组变载实验中，系统输入信号与空载实验相同，将 PMLSM 在空载状态下启动，并在 2 s 时突

Table 2. I-ADRC parameters
表 2. I-ADRC 参数

控制器名称	参数	数值
TD	速度因子 r_0	5000
	滤波因子 h_0	$1e^{-5}$
	线性因子 δ_1	$1e^{-5}$
IESO	常数 η_1	$2e^{-5}$
	非线性因子 α_1	0.5
	非线性因子 α_2	0.25
	增益系数 β_{01}	2100
	增益系数 β_{02}	25,000
	增益系数 β_{03}	41,000
	补偿因子 b	0.122
INLSEF	线性因子 δ_2	$1e^{-5}$
	常数 η_2	$2e^{-5}$
	非线性因子 α_3	0.5
	非线性因子 α_4	1
	非线性因子 α_5	1.5
	比例项权重 β_1	230,000
	积分项权重 β_2	100,000
微分项权重 β_3	23,000	



(a) 位置跟踪响应曲线

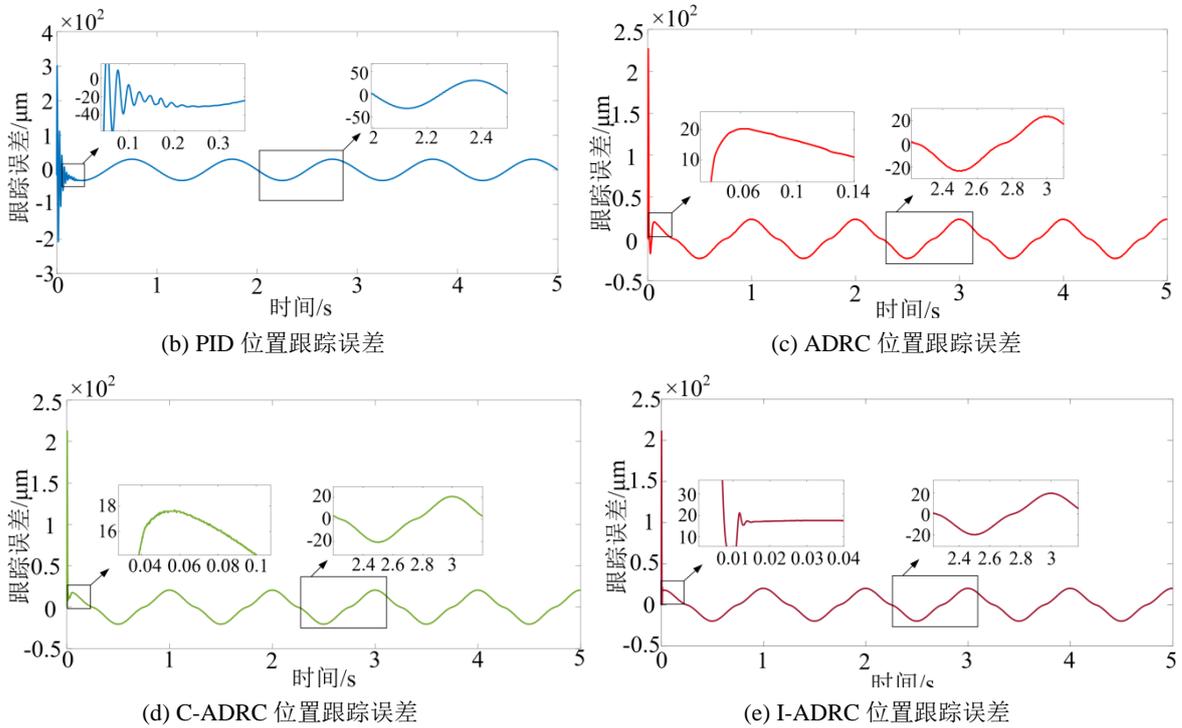
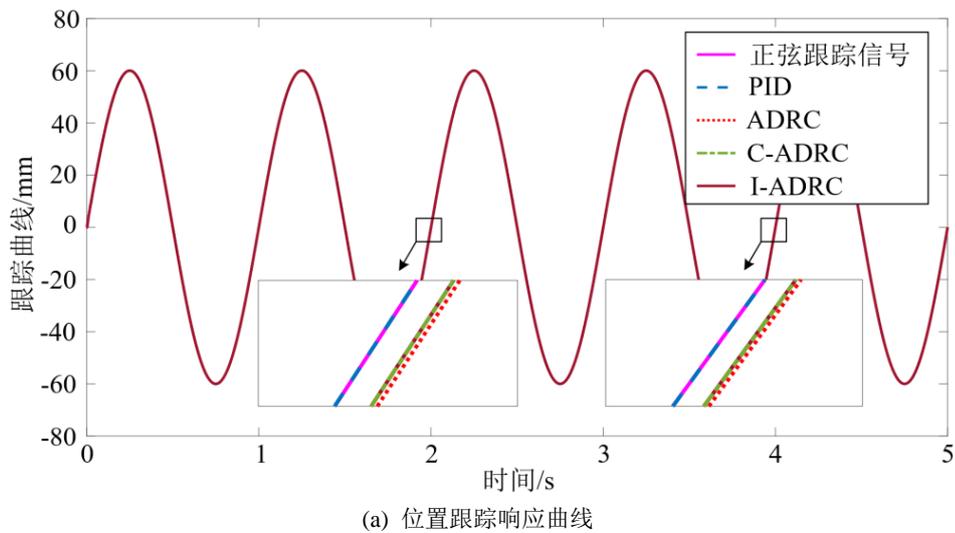


Figure 10. Simulation waveform under no-load conditions
图 10. 空载条件下的仿真波形图

Table 3. Motor performance indicators under no-load sine signal input
表 3. 空载正弦信号输入下的电机性能指标

控制方式	最大误差/ μm	稳定时间/s	稳态误差/ μm
PID	301.15	0.2	31.18
ADRC	227.43	0.06	24.54
C-ADRC	217.39	0.055	21.02
I-ADRC	210.84	0.016	19.55



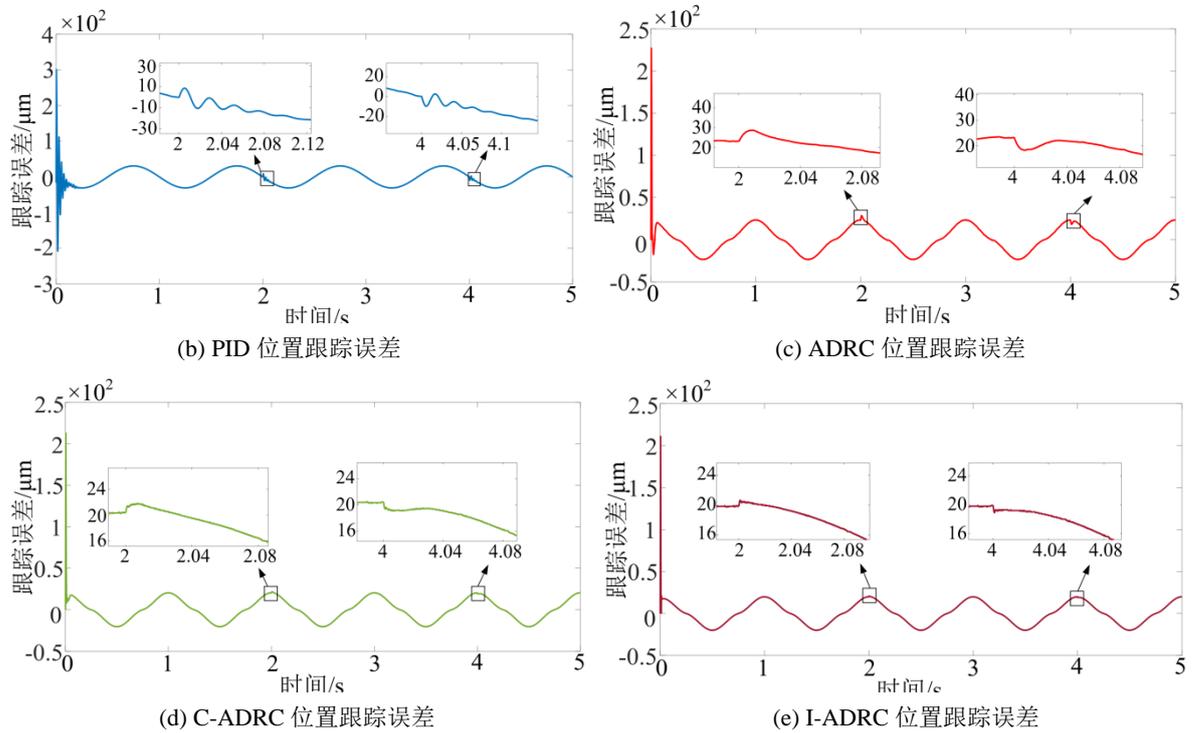


Figure 11. Simulation waveform under variable load conditions
图 11. 变载条件下的仿真波形图

Table 4. Motor performance indicators under variable load sine signal input
表 4. 变载正弦信号输入下的电机性能指标

控制方式	突增负载		突减负载	
	误差突变峰值/ μm	调节时间/s	误差突变峰值/ μm	调节时间/s
PID	8.74	0.12	9.88	0.1
ADRC	5.44	0.05	3.98	0.04
C-ADRC	1.32	0.034	1.35	0.033
I-ADRC	0.94	0.03	0.94	0.025

加 50 N 的负载，在 4 s 时突减 50 N 的负载。仿真结果如图 11 所示，整理系统性能指标数据后得到表 4。

由图 11(a)可知负载在 2 s 以及 4 s 突变时，四种控制方式未存在明显的位置突变峰值，这表明在正弦信号的变载跟踪过程中，四者均具有一定的抗干扰能力。通过图 11 的(b)、(c)、(d)、(e)以及表 4 可知在负载突增时，ADRC 的误差突变峰值与调节时间远小于传统 PID 控制。其中，I-ADRC 的误差突变峰值为 0.94 μm ，小于传统 PID 控制的 8.74 μm ，比次优的 C-ADRC 小了 0.38 μm 。由于 PID 控制下的跟踪误差突变较大，其调节到稳态所需的时间大于 ADRC，并且 I-ADRC 的调节时间最短。在负载突减时，与负载突增时具有相类似的情况。因此，单轴伺服系统在对正弦信号进行跟踪时，I-ADRC 表现出更好的抗干扰能力。

6. 结论

针对永磁同步直线电机单轴伺服系统的传统直接力控制中 PID 控制器对系统负载变化的适应性差，

抗干扰能力弱, 并且无法兼顾响应速度与超调量的问题, 提出采用 ADRC 来代替 PID 控制器。同时针对传统 ADRC 中非线性函数在分段点处不平滑的问题, 对 ESO 以及 NLSEF 进行改进。在空载与变载两种情况下, 将 I-ADRC 与 PID 以及一些现有的自抗扰控制策略进行仿真对比实验。实验结果表明, 相较于传统 PID 控制器、传统 ADRC 控制器、C-ADRC 控制策略, I-ADRC 控制策略有效提高了系统的跟随性能以及抗干扰能力。

参考文献

- [1] 赵希梅, 郭庆鼎. 基于扰动观测器和重复控制器的永磁直线同步电动机鲁棒控制[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(15): 64-69.
- [2] Shinno, H., Yoshioka, H. and Taniguchi, K. (2007) A Newly Developed Linear Motor-Driven Aerostatic XY Planar Motion Table System for Nano-Machining. *CIRP Annals*, **56**, 369-372. <https://doi.org/10.1016/j.cirp.2007.05.086>
- [3] 刘春辉. 基于数控系统插补数据的多轴加工轮廓误差计算[D]: [硕士学位论文]. 武汉: 华中科技大学, 2018.
- [4] 任海鹏, 张继祖, 李琦, 等. 基于自抗扰控制器的无刷直流电动机速度控制[J]. 电气传动, 2008, 38(4): 46-50.
- [5] Han, J. (2009) From PID to Active Disturbance Rejection Control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **56**, 900-906. <https://doi.org/10.1109/TIE.2008.2011621>
- [6] Li, S., Li, J. and Mo, Y. (2014) Piezoelectric Multimode Vibration Control for Stiffened Plate Using ADRC-Based Acceleration Compensation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **61**, 6892-6902. <https://doi.org/10.1109/TIE.2014.2317141>
- [7] 闫光亚, 艾武, 陈冰, 等. 永磁直线同步电机 ADRC 控制系统[J]. 电工技术学报, 2011, 26(9): 60-66.
- [8] 刘成, 胡建辉, 尚静. 基于改进自抗扰控制的共直流母线开绕组永磁同步电机转矩脉动抑制策略[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(2): 779-789.
- [9] Liu, B.Y. (2020) Speed Control for the Pitching Axis of a Remote Sensing Camera Using an Improved Active Disturbance Rejection Controller. *International Journal of Control, Automation and Systems*, **18**, 2360-2374. <https://doi.org/10.1007/s12555-019-0126-1>
- [10] 金建勋. 高温超导直线电机[M]. 北京: 科学出版社, 2011.
- [11] 王岩强. 永磁同步电机模型预测控制技术[D]: [硕士学位论文]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2017.
- [12] 贾权振. 小型无人直升机自抗扰飞行控制系统设计[D]: [硕士学位论文]. 南昌: 南昌航空大学, 2018.
- [13] 匡萃璋, 汪华章. 一种非线性自抗扰控制的 PMSM 速度控制策略研究[J]. 电子测量技术, 2022, 45(8): 35-40.
- [14] 郭一军, 黄辉. 小型四旋翼飞行器姿态的自抗扰控制[J]. 南通大学学报: 自然科学版, 2018, 17(3): 18-22.
- [15] Liu, B.Y. (2020) Speed Control for the Pitching Axis of a remote Sensing Camera Using an Improved Active Disturbance Rejection Controller. *International Journal of Control, Automation and Systems*, **18**, 2360-2374. <https://doi.org/10.1007/s12555-019-0126-1>