

基于降阶双环自抗扰的永磁同步直线电机电流谐波抑制

黎明, 赵吉文, 胡月鹏, 王阵

引用本文:

黎明, 赵吉文, 胡月鹏, 等. 基于降阶双环自抗扰的永磁同步直线电机电流谐波抑制[J]. *光学精密工程*, 2020, 28(5): 1055–1065.

LI Ming, ZHAO Ji-wen, HU Yue-peng, et al. Current harmonic suppression of permanent magnet synchronous linear motor based on reduced-order double closed-loop ADRC[J]. *Optics and Precision Engineering*, 2020, 28(5): 1055–1065.

在线阅读 View online: <https://doi.org/10.3788/OPE.20202805.1055>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

永磁同步电机调速系统的自抗扰控制

Active disturbance rejection control of speed governing system for PMSM

光学精密工程. 2016, 24(3): 582–589 <https://doi.org/10.3788/OPE.20162403.0582>

车载光电侦察平台视轴稳定技术研究

Study on boresight stabilized technology of vehicle photoelectric reconnaissance platform

光学精密工程. 2018, 26(2): 410–417 <https://doi.org/10.3788/OPE.20182602.0410>

基于扰动观测器的永磁同步电机电流环自适应滑模控制

Current adaptive sliding mode control based on disturbance observer for permanent magnet synchronous motor

光学精密工程. 2017, 25(5): 1229–1241 <https://doi.org/10.3788/OPE.20172505.1229>

地基大口径望远镜伺服系统的抗扰动设计

Disturbance rejection control for large ground-based telescope

光学精密工程. 2017, 25(10): 2627–2635 <https://doi.org/10.3788/OPE.20172510.2627>

航空光电稳定平台的自抗扰控制系统

ADRC control system for airborne opto-electronic platform

光学精密工程. 2015, 23(8): 2296–2305 <https://doi.org/10.3788/OPE.20152308.2296>

文章编号 1004-924X(2020)05-1055-11

基于降阶双环自抗扰的 永磁同步直线电机电流谐波抑制

黎 明¹, 赵吉文^{2*}, 胡月鹏¹, 王 阵¹

- (1. 安徽大学 电气工程与自动化学院, 安徽 合肥 230601;
2. 合肥工业大学 电气与自动化工程学院, 安徽 合肥 230009)

摘要: 永磁同步直线电机由于反电势和逆变器频繁切换导致电流谐波分量较大, 同时参数时变以及负载突变等扰动严重影响伺服系统的控制精度。本文采用一种基于降阶状态观测器的双环自抗扰伺服控制算法, 以降低控制系统的谐波抑制从而提高控制精度。首先, 构造了位置速度环级联的二阶自抗扰控制器。运用极点配置法对三阶线性状态观测器进行降阶, 减小了相位滞后的影响, 提高了伺服系统的控制精度; 其次, 电流环采用一阶非线性自抗扰控制器, 消除了积分饱和的影响, 降低了三相电流的谐波含量。最后, 与基于自抗扰控制的其他优化算法进行对比, 实验表明: 在多工况下降阶双环自抗扰控制的总谐波失真不超过 2.13%, 推力波动可减小至 1.49%, 稳态误差不大于 15 μm 。

关键词: 永磁同步直线电机; 降阶状态观测器; 双环控制; 谐波抑制

中图分类号: TM359.4 **文献标识码:** A **doi:** 10.3788/OPE.20202805.1055

Current harmonic suppression of permanent magnet synchronous linear motor based on reduced-order double closed-loop ADRC

LI Ming¹, ZHAO Ji-wen^{2*}, HU Yue-peng¹, WANG Zhen¹

- (1. School of Electrical Engineering and Automation, Anhui University, Hefei 230601, China;
2. School of Electrical Engineering and Automation, Hefei University of Technology, Hefei 230009, China)
* Corresponding author, E-mail: ustczjw@ahu.edu.cn

Abstract: The current harmonic components of permanent magnet synchronous linear motors are high due to back electromotive force and frequent switching of inverters. Moreover, disturbances such as time-varying parameters and sudden load changes seriously affect the control accuracy of servo systems. Therefore, a double closed-loop active disturbance rejection servo control algorithm, based on a reduced-order state observer, was presented to improve the harmonic suppression and control precision of control systems. First, the second-order active disturbance rejection controller of a position-speed loop was constructed. The pole placement method was used to reduce the order of the third-order linear extended state observer. This operation reduced the influence of phase lag and

收稿日期: 2019-11-22; 修订日期: 2020-01-13.

基金项目: 国家自然科学基金重点项目 (No. 51837001, No. 51637001); 国家自然科学基金面上项目 (No. 51577001, No. 5177002)

improves the control precision of the servo system. Second, the current loop first-order nonlinear active disturbance rejection controller was employed to eliminate the influence of integral saturation and reduce the harmonic content of the three-phase current. Finally, compared with other optimization algorithms based on active disturbance rejection control (ADRC), the experiments show that the THD of reduced-order double closed-loop ADRC is less than 2.13%, the thrust fluctuation can be reduced to 1.49%, and the steady-state error is less than 15 μm under multiple conditions.

Key words: permanent magnet synchronous linear motor; reduced-order state observer; double closed-loop control; current harmonic suppression

1 引言

传统伺服控制系统驱动方式多为“滚轴丝杆+旋转电机”或“齿轮齿条+旋转电机”，回程误差、机械变形等因素会严重影响传动精度，从而降低伺服系统的控制精度。而直线电机伺服系统因其高精度、高速度、高动态响应及长行程等特点，被广泛应用于激光加工及高档数控机床等领域^[1-3]。

永磁同步直线电机 (Permanent Magnet Synchronous Linear Motor, PMSLM) 的伺服控制系统多采用三闭环控制，内环为电流环，中间环为速度环，外环为位置环。作为控制系统的核心环节，电流环是直线电机伺服系统能否实现高精控制的关键环节。但由于死区效应^[4-5]以及逆变器的非线性、参数失配等因素的影响，电流中含有各次谐波，从而使直线电机产生推力波动，造成加工部件表面粗糙，精度降低。因此，开展电流环的谐波抑制研究具有重要的理论与实践意义。

目前，国内外主要从本体结构设计和控制策略两方面对电流谐波进行抑制。抑制电流谐波常用的控制策略为预测控制^[6-8]、谐振控制^[9-10]等。这些控制策略在谐波抑制方面均具有一定的效果，但是仍存在一定的不足。预测控制依赖于精确的模型，当模型不确定时，电流跟踪精度难以得到保障，同时由于预测控制周期较大，对于突发性的干扰无法有效抑制；利用谐振器能够有效滤除部分谐波，但是滤除多次谐波需多个谐振器，使系统变复杂，成本增加。

自抗扰控制 (Active Disturbance Rejection Control, ADRC) 不需要依赖研究对象的具体动态模型，对于系统内外扰动能够进行有效抑制^[11]，跟踪精度高、抗扰能力强，在位置响

应^[12-13]、速度控制^[14-15]以及谐波抑制^[16-17]等方面得到了广泛应用。但是传统的 ADRC 为非线性控制，当控制对象为高阶系统时系统复杂，调节参数多。为简化控制结构，高志强等采用线性自抗扰控制来替代非线性自抗扰控制^[18-19]，极大减少了调节参数的数量，使得线性自抗扰控制逐渐取代非线性自抗扰控制。但是电流环若采用线性控制，缺少过渡过程，对电流谐波的抑制能力减弱。为解决这一问题，文献[16]将 LCL 滤波器与自抗扰控制相结合以抑制谐波，但是该法只对指定次谐波效果极佳，对其他阶次效果一般。文献[17]将锁相环引入自抗扰环节，同时兼顾了滤波能力与动态响应能力，但是引入锁相环使得电路变复杂，调试不方便。文献[21]将自抗扰控制与自适应粒子群结合 (ADRC-Adaptive Particle Swarm Optimization, ADRC-APSO)，利用自适应粒子群对自抗扰控制参数进行寻优，能够动态调整自抗扰控制器的参数，但是其抗扰能力相比传统自抗扰控制并未有较大提升。文献[22]将自抗扰控制与降噪干扰观测器结合 (ADRC-Noise Reduction Disturbance Observer, ADRC-NRDOB)，能够有效处理系统非线性、参数不确定性与扰动，较大程度提高了系统的抗扰能力。

本文以 PMSLM 伺服系统为研究对象，基于 ADRC 构建了降阶双环控制系统。首先，将位置环与速度环简化为位置-速度复合控制环^[3]，搭建二阶线性自抗扰控制器，通过对扩张状态观测器降阶处理，减少相位滞后的影响^[23]与调节参数的数量，提高系统的控制精度；其次，对电流环设计一阶非线性自抗扰控制器，消除积分饱和的影响，提高谐波抑制能力，并证明系统稳定性；最后，对多工况下降阶双环自抗扰控制系统进行了实验验证，结果表明该系统具有动态性能好、谐波抑制能力和抗扰能力强、以及控制精度高的优点。

2 PMSLM 系统结构

本文研究的电机为双次级 PMSLM,其拓扑结构如图 1 所示。

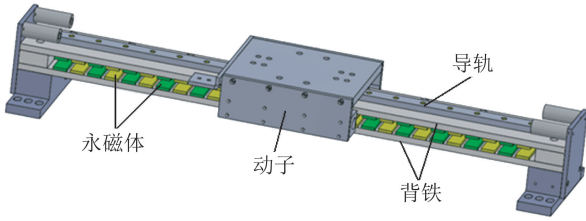


图 1 永磁同步直线电机结构

Fig. 1 Schematic diagram of permanent magnet synchronous linear motor

该双次级 PMSLM 由初级和双次级构成,其中初级由 6 个集中分布的绕组线圈构成,双次级由定子铁轭及均匀分布的永磁体组成。

忽略直线电机交直流间的互感效应,不计涡流损耗和磁滞损耗的影响,假定空间磁场呈正弦分布^[8],采用 $i_d=0$ 的矢量控制方式,在 $d-q$ 旋转坐标系下,PMSLM 的状态方程为:

$$\begin{bmatrix} \dot{s} \\ \dot{v} \\ \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{B_v}{m} & 0 & \frac{1.5p_n\pi\psi_f}{m\tau} \\ 0 & 0 & -\frac{R_s}{L_d} & \frac{\pi\omega L_q}{\tau L_d} \\ 0 & 0 & -\frac{\pi\omega L_d}{\tau L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s \\ v \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{F_L}{m} \\ \frac{u_d}{L_d} \\ \frac{u_q}{L_q} \end{bmatrix}, \quad (1)$$

其中: R_s 为绕组线圈电阻; τ 为永磁体极距; u_d 和 u_q 分别为直轴电压和交轴电压; i_d 和 i_q 分别为直轴电流和交轴电流; L_d, L_q 分别为直轴电感和交轴电感; v 为电机定子速度, Ψ_f 为永磁体磁链, F_L 为电机负载阻力, B_v 为黏滞摩擦系数, p_n 为极对数, m 为电机定子质量。

根据激光切割、增材制造等加工领域的精度要求,针对图 1 所示 PMSLM 设计位置电流双环自抗扰控制系统,其结构如图 2 所示。

为了满足激光加工的精度要求,作为控制系统的核心部分,电流环需能够精确跟踪实际电流。而实际运行中电流含有各阶次谐波,使得直线电机运行过程中产生推力波动,造成加工面粗糙不

平。因此,电流环的设计必须能抑制大部分甚至全部阶次谐波。位置环作为外环,必须能够无超调定位,超调会导致加工精度降低,因此位置环的设计必须能够实现定位无超调。

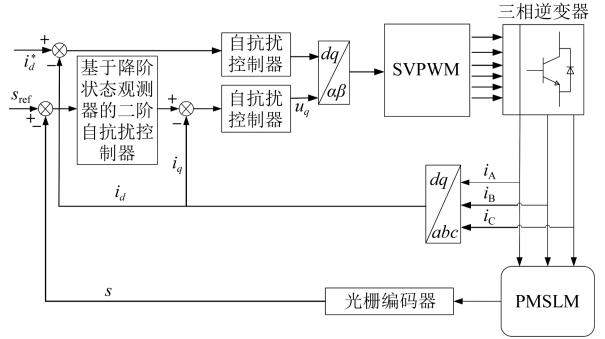


图 2 基于降阶状态观测器的 PMSLM 双环自抗扰控制系统

Fig. 2 Double-loop active disturbance rejection control system based on reduced-order state observer for PMSLM

3 基于降阶状态观测器的位置速度复合控制器设计

由式(1)可得位移的二阶导数:

$$\ddot{s} = \frac{1.5p_n\pi\psi_f}{m\tau}i_q - \frac{B_v}{m}\dot{s} - \frac{F_L}{m}. \quad (2)$$

要提高位置环的定位精度,需要观测系统内外的扰动,通过补偿来提高定位精度。而传统的二阶非线性自抗扰控制器控制参数多,调节困难,同时其抗扰范围有限,增益系数的选取易受系统噪声的影响,因此对非线性自抗扰控制器进行线性处理,以减少调节参数数量并扩大增益系数的调节范围^[18]。

以误差 e 近似替换传统自抗扰控制器中非线性函数 $fal()$,可得线性扩张状态观测器和线性反馈控制律为:

$$\begin{cases} e = \hat{s}(k) - s(k) \\ \dot{\hat{s}}(k+1) = \dot{\hat{s}}(k) - \beta_{01}e \\ \dot{\hat{x}}(k+1) = \dot{\hat{x}}(k) - \beta_{02}e \\ \dot{\hat{z}}_3(k+1) = -\beta_{03}e \end{cases}, \quad (3)$$

$$\begin{cases} e_1 = s(k) - \hat{s}(k) \\ e_2 = \dot{s}(k) - \dot{\hat{s}}(k) \\ u_0 = \beta_0 e_1 + \beta_1 e_2 \\ u(k) = \frac{u_0 - z_3(k)}{b_0} \end{cases}, \quad (4)$$

其中： e 是跟踪误差， $\beta_{01}, \beta_{02}, \beta_{03}$ 是观测器系数， z_3 是系统扰动的观测值， e_1 和 e_2 分别为误差和误差微分， β_0 和 β_1 为误差增益与误差微分增益， u_0 是设定值， $u(k)$ 是补偿值， b_0 是补偿因子。

为表述方便，将公式(2)所述二阶对象简化为：

$$\ddot{d} = a_1 \dot{d} + a_2 d + h + bu, \quad (5)$$

其中： $a_1 = -B_v/m, a_2 = 0, b = 1.5p_n \pi \Psi_1 / m\tau$ 为系统控制量增益， u 为系统控制量， $h = -F_L/m$ 为系统扰动。其状态方程为：

$$\begin{cases} \dot{d} = Ad + Bu + Dh \\ r = Cd \end{cases}, \quad (6)$$

其中： $A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ a_2 & a_1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ b \\ 0 \end{bmatrix}, D = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}, C =$

$[1 \ 0 \ 0], d = [d_1, d_2, d_3]^T$ 。此处 d_3 为扩张的状态，且 $h = \dot{d}_3$ 。

由于位移可随时观测计算得到，因此可建立一个降阶状态观测器，分别用 t_1 和 t_2 来估计 d_2 和 d_3 。降阶状态观测器为：

$$\begin{cases} \dot{i} = Mt + Nu + L(r - Qd) \\ \dot{d}_3 = Pt \end{cases}, \quad (7)$$

其中： $M = \begin{bmatrix} a_1 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, N = \begin{bmatrix} b \\ 0 \end{bmatrix}, L = \begin{bmatrix} l_1 \\ l_2 \end{bmatrix} =$

$\begin{bmatrix} 2\omega_0 + a_1 \\ \omega_0^2 \end{bmatrix}$ 为观测器增益， ω_0 为观测器带宽， $Q =$

$[1 \ 0], P = [0 \ 1]$ 。

令：

$$\begin{cases} k_1 = t_1 - l_1 r \\ k_2 = t_2 - l_2 r \end{cases}. \quad (8)$$

由式(7)离散化可得：

$$\begin{cases} \dot{k} = A_0 k + B_0 u \\ r = C_0 k + D_0 u \end{cases}, \quad (9)$$

其中：

$$A_0 = \begin{bmatrix} 1 - 2\omega_0 T & T \\ 1 - \omega_0^2 T & 0 \end{bmatrix},$$

$$B_0 = \begin{bmatrix} bT & 1 - 3\omega_0^2 T - 2a_1 \omega_0 T \\ 0 & -2T\omega_0^3 - a_1 T\omega_0^2 \end{bmatrix}, C_0 = E_2,$$

$$D_0 = 0.$$

则有：

$$\begin{cases} t_1 = k_1 + (2\omega_0 + a_1)r \\ t_2 = k_2 + \omega_0^2 r \end{cases}. \quad (10)$$

由式(4)~式(6)可设计线性状态控制律为：

$$u = \frac{a_1 d - h + u_0}{b}, \quad (11)$$

其中： $u_0 = k_p(d_r - d) - k_d t_1$ ， d_r 为参考值， k_p 和 k_d 为控制器增益。

由闭环传递函数 $G_c(s) = k_p/s^2 + k_d s + k_p$ 可知，为获得较好的控制效果，令特征多项式 $s^2 + k_d s + k_p$ 为理想状态 $(s + \omega_c)^2$ ，则有 $k_d = 2\omega_c$ ， $k_p = \omega_c^2$ [19]。

基于降阶状态观测器的二阶自抗扰控制器结构如图 3 所示。

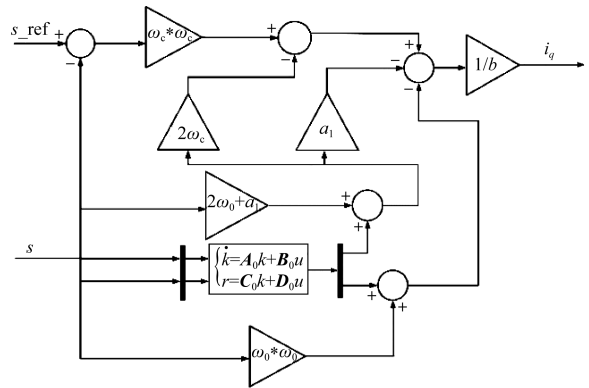


图 3 基于降阶状态观测器的二阶自抗扰控制器结构
Fig. 3 Second-order ADRC structure based on reduced-order state observer

利用一个环路同时实现位置-速度复合控制，既使位置环的设计不受速度环带宽的影响 [20]，又简化了控制结构，减少了调节参数的数量，降低了控制器参数的敏感性。同时，降阶状态观测器的设计使扩张状态观测器阶次降低，减小了相位滞后的影响，提升了控制效果。

4 电流环自抗扰控制器设计

4.1 控制器设计

在伺服系统中，当存在负载扰动、参数扰动及其他扰动时，电流环若不能及时进行调节，将导致位置环控制出现很大偏差，严重影响伺服系统的控制性能。同时由于高频谐波的影响，电机达到稳态后存在抖振，导致控制精度降低，因此需对电流谐波进行抑制。

采用 $i_d = 0$ 的矢量控制方式时， q 轴电流环方程可表示为：

$$\dot{i}_q = b_1 u_q - \frac{R_s i_q}{L_q} - \frac{\pi v}{\tau L_q} \psi_d, \quad (12)$$

其中 $b_1 = 1/L_q$, $\Psi_d = L_d i_d + \Psi_f$ 。

当发生负载突变、电感参数摄动时,电机速度将随之发生变化,此时 $\pi v \Psi_d / \tau L_q$ 可被视为干扰项。通过抑制干扰项,降低它对系统的影响,提高系统控制精度。设计一阶自抗扰控制器对电流环扰动进行抑制补偿。

一阶微分跟踪器设计为:

$$\begin{cases} e = \hat{i}_q(k) - i_q(k) \\ \dot{i}_q(k+1) = -r \text{fal}(e, \alpha_1, \delta_1) \end{cases} \quad (13)$$

观测器为二阶状态观测器:

$$\begin{cases} e_2 = \hat{i}_q(k) - i_q(k) \\ \dot{i}_q(k+1) = z_i - \beta_1 \text{fal}(e_2, \alpha_2, \delta_2) \\ \dot{z}_i = -\beta_2 \text{fal}(e_2, \alpha_2, \delta_2) \end{cases} \quad (14)$$

其中: $\text{fal}(e, \alpha, \delta) = \begin{cases} |e|^a \text{sign}(e), & |e| > \delta \\ \frac{e}{\delta^{1-a}}, & |e| < \delta \end{cases}$, 为快速

最优控制函数, e 为跟踪误差, α_1, α_2 为非线性因子, z_i 为系统扰动观测值, δ_1, δ_2 为积分步长, $\hat{i}_q(k)$ 为 q 轴电流在第 k 个周期时的预估值。此处跟踪微分器的作用与 PI 控制中微分作用不同,它对扰动起抑制作用而不是放大作用^[24]。

当电流信号经过跟踪微分器后,电流中部分谐波得到抑制,状态观测器观测到电流环扰动之后,通过控制器来进行补偿,此时电流环控制律为:

$$u_q = k_{\text{pi}}(i_q - \hat{i}_q) - \frac{z_i}{b_1}, \quad (15)$$

其中 k_{pi} 为控制器增益。电流环一阶自抗扰控制器结构框图如图 4 所示。

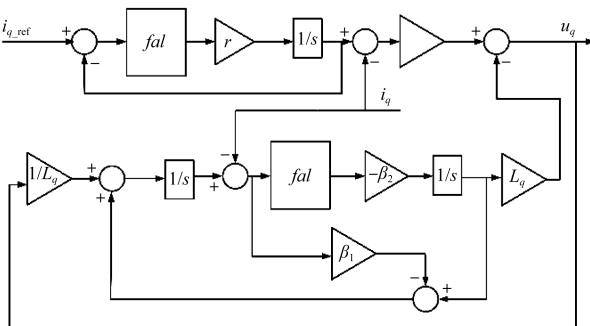


图 4 电流环一阶自抗扰控制器结构框图

Fig. 4 Structural block diagram of first-order ADRC in current loop

4.2 稳定性分析

文献[19]在非线性自抗扰控制的基础上提出线性自抗扰,从而扩大线性自抗扰控制的应用范围。因此,本节证明线性自抗扰控制器的稳定性。假定被控对象为线性定常对象:

$$\begin{cases} x^{(n)} = a_n x + a_{n-1} \dot{x} + \dots + a_1 x^{(n-1)} + bu \\ y = x \end{cases} \quad (16)$$

线性控制律为:

$$u = \frac{u_0 - z_{n+1}}{b} = \frac{-\sum_{i=1}^n k_i z_i - z_{n+1}}{b} \quad (17)$$

在扩张状态观测器中非线性函数取 $g(x)$, 满足 $xg(x) > 0, x \neq 0$, 则有:

$$\begin{cases} e = z_1 - y \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_1 g(e) \\ \vdots \\ \dot{z}_n = z_{n+1} - \beta_n g(e) + bu \\ \dot{z}_{n+1} = -\beta_{n+1} g(e) \end{cases} \quad (18)$$

线性定常对象的状态空间形式为:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \vdots \\ \dot{x}_{n-1} = x_n \\ \dot{x}_n = a_n x_1 + \dots + a_1 x_n + bu \\ y = x_1 \end{cases} \quad (19)$$

令 $x = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T, z = [z_1, z_2, \dots, z_n]^T$, 则式(19)可变为:

$$\begin{cases} \dot{x} = \mathbf{A}_{11} x + \mathbf{A}_{12} z + \mathbf{J} z_{n+1} \\ y = x_1 \end{cases} \quad (20)$$

其中: $\mathbf{J} = [0, 0, \dots, -1]^T$,

$$\mathbf{A}_{11} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \vdots & 0 & \dots & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ a_n & a_{n-1} & \dots & \dots & \dots & a_1 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{A}_{12} = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ -bk_1 & -bk_2 & \dots & -bk_n \end{bmatrix}.$$

将式(17)代入式(18),将 $g(e)$ 视为假想的控制变量 ω , 则式(18)可变为:

$$\begin{cases} \dot{z} = \mathbf{A}_{22} z + \mathbf{b}_2 \omega \\ \dot{z}_{n-1} = \beta_{n-1} \omega \end{cases} \quad (21)$$

其中: $\mathbf{b}_2 = [\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_n]^T$,

$$\mathbf{A}_{22} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & 0 & \dots & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & \dots & \dots & 1 \\ bk_1 & bk_2 & \dots & \dots & \dots & bk_n \end{bmatrix}.$$

合并式(20)和式(21)得:

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a_1 & -bk_1 & -1 \\ 0 & -bk_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \beta_{01} \\ \beta_{02} \end{bmatrix} \omega \\ \omega = -g(e) \\ e = \begin{bmatrix} -1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (22)$$

令 $x_1 = -a_1 x - z_2$, $x_2 = z_1$, $\xi = z_2 / \beta_{02}$, 则式(22)可变为:

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a_1 & a_1 bk_1 \\ 0 & -bk_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\beta_{02} \\ \beta_{01} \end{bmatrix} u \\ \dot{\xi} = u \\ u = -g(y) \\ y = \frac{x_1}{a_1} + x_2 + \frac{\beta_{02}}{a_1} \xi \end{cases} \quad (23)$$

式(23)的传递函数为:

$$f(s) = \frac{\beta_{01}s^2 + (a_1\beta_{01} + bk_1\beta_{01} + \beta_{02})s + bk_1\beta_{02}}{s^3 + (a_1 + bk_1)s^2 + a_1bk_1s} \quad (24)$$

根据 Popov 绝对稳定性频率判据,若存在两个不全为零的非负实数 α 和 β ,使 $T(s) = (2\alpha\rho + \beta s)f(s)$ 为正实函数,且同时满足: $T(s)$ 至少有一个负实部极点;当 $\alpha = 0$ 时,对任意 $\varepsilon > 0$,当取 $g(y) = \varepsilon y$ 时,系统都是渐近稳定的,则系统绝对稳定。

当 $\alpha = 1/2\rho$ 时,有:

$$T(s) = (1 + \beta s) \frac{\beta_{01}s^2 + (a_1\beta_{01} + bk_1\beta_{01} + \beta_{02})s + bk_1\beta_{02}}{s^3 + (a_1 + bk_1)s^2 + a_1bk_1s} \quad (25)$$

取 $\beta = 1/a_1$, 则当 $a_1 > 0$ 且 $bk_1 > 0$ 时, $T(s)$ 为正实函数且 $T(s)$ 有两个负实部极点,因此系统绝对稳定。

5 实验

为验证本文方法的有效性,基于半实物仿真系统 AD5435 搭建了 PMSLM 实验控制平台。实验平台主要由 PC 上位机、半实物系统 AD5435、光栅编码器、驱动板、动力电源、测力计以及永磁同步直线电机组成,其中逆变器的频率为 10 kHz,位置编码器采用光栅,其精度为 $1 \mu\text{m}$ 。实验控制平台如图 5 所示,实验电机参数如表 1 所示。

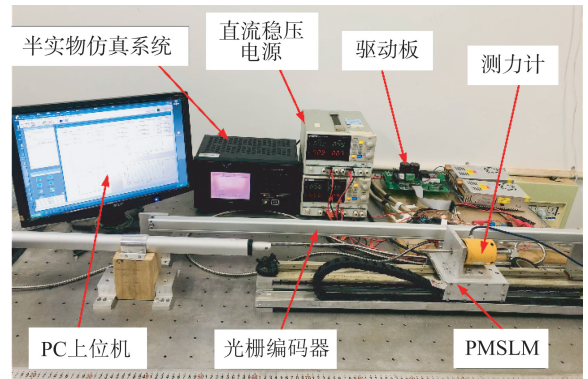


图 5 PMSLM 实验控制平台

Fig. 5 Experimental control platform of PMSLM

表 1 永磁同步直线电机参数

Tab. 1 Parameters of PMSLM

| 参数 | 数值 |
|------------------------------------------|-------|
| 极对数 p_n | 4 |
| 转子质量/kg | 2 |
| 交轴电感 L_q /H | 0.008 |
| 直轴电感 L_d /H | 0.008 |
| 转子电阻 R /Ω | 8.4 |
| 永磁体产生的磁链 Ψ_f /Wb | 0.178 |
| 永磁体极距 τ /m | 0.019 |
| 黏滞摩擦系数 B_v /(N·m·s·rad ⁻¹) | 0.001 |

为了验证本文方法的有效性,设计了如下实验:动态性能测试,电感失配时谐波抑制对比,电阻失配时谐波抑制对比,磁链失配时谐波抑制对比,位置-速度响应特性对比和谐波对推力品质的影响。

5.1 动态性能测试

为测试降阶双环自抗扰控制的动态性能,对 ADRC-APSO、ADRC-NRDOB 以及降阶双环自抗扰控制进行电流阶跃响应跟踪对比实验。使直线电机运行在电流环,给定参考电流 $i_d=0\text{ A}$, i_q 为阶跃信号,初始值为 0 A ,在 0.5 s 变为 1.4 A ,实验结果如图 6 所示。

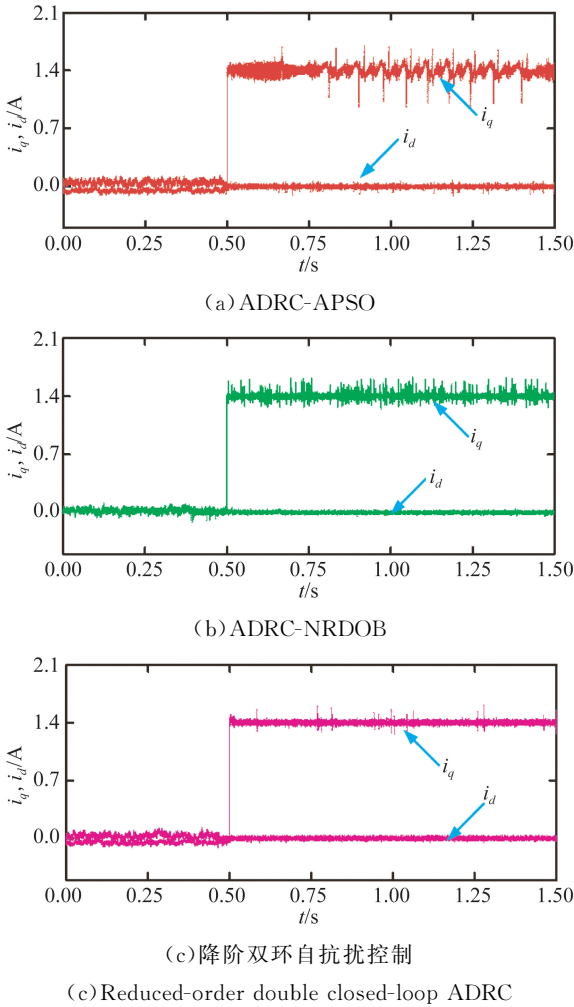


图 6 电流阶跃跟踪性能对比

Fig. 6 Comparison of current step tracking performance

由图 6 可知,3 种方法 i_d 的跟踪电流均在 0 A 左右,其中 ADRC-APSO、ADRC-NRDOB 以及降阶双环 ADRC 的均方差分别为 $0.030\ 2$, $0.023\ 9$, $0.019\ 4\text{ A}$ 。相较而言,ADRC-NRDOB 比 ADRC-APSO 降低了 20.86% ,降阶双环 ADRC 降低了 35.76% 。 i_q 在 0.5 s 时阶跃为 1.4 A ,由图可知,ADRC-APSO 的 i_q 波动最大,ADRC-NRDOB 次之,而降阶双环 ADRC 的 i_q 波

动最小。3 种方法的均方差分别为 $0.066\ 3$, $0.028\ 2$, $0.019\ 7\text{ A}$,相比而言,ADRC-NRDOB 较 ADRC-APSO 均方差降低了 57.47% ,降阶双环 ADRC 较 ADRC-APSO 均方差降低了 70.29% 。由以上分析可知,降阶双环自抗扰控制的动态性能最好,电流波动最小。

5.2 电感失配下谐波抑制对比

为了验证电感失配情况下本文方法的谐波抑制效果,对 ADRC-APSO、ADRC-NRDOB 以及本文所用方法在电感失配条件下进行三相电流谐波含量分析,所带负载为 10 N ,电感 L_q 减小 20% ,以 A 相为例,实验结果如图 7 所示。

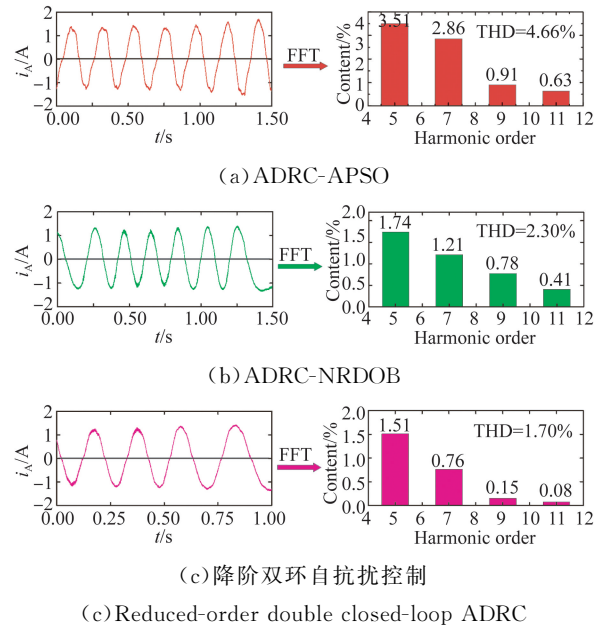


图 7 电感失配时 A 相电流谐波含量对比

Fig. 7 Comparison of harmonic content of phase A current with inductance mismatch

由图 7 可知,电感失配时,ADRC-APSO 相电流谐波含量最多,而降阶双环 ADRC 的谐波含量相对最少。其中,ADRC-APSO 的 THD 为 4.66% ,ADRC-NRDOB 的 THD 为 2.30% ,相比下降了 50.6% ,而本文所用方法 THD 为 1.70% ,下降幅度为 63.5% 。电感失配时,ADRC-NRDOB 的 5,7,9,11 次谐波相比 ADRC-APSO 减少幅度分别为 50.4% , 57.7% , 14.3% , 34.9% ,而本文所用方法 5,7,9,11 次谐波相比 ADRC-APSO 减少幅度分别为 57.0% , 73.4% , 83.5% , 87.3% 。由于 ADRC-NRDOB 将降噪干

扰观测器与自抗扰控制结合起来,能有效处理模型不确定性,抑制传感器噪声的影响,从而达到降低谐波的目的。而本文所用方法采用降阶双环 ADRC,对扰动进行观测补偿,同时利用降阶状态观测器大幅减少调节参数,减小了参数敏感性以及相位滞后的影响,从而提高控制精度。由以上分析可知,本文所用方法在电感失配情况下的谐波抑制效果最好。

5.3 电阻失配下谐波抑制对比

为检测参数扰动下 3 种方法 A 相电流的谐波含量,进行电阻失配情况下的对比实验。电机负载为 10 N,假定定子电阻 R 增大 20%,实验结果如图 8 所示。

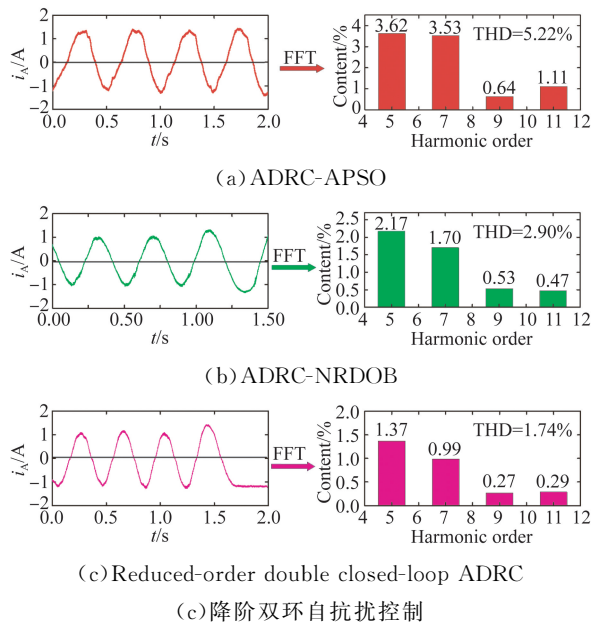


图 8 电阻失配时 A 相电流谐波含量对比
Fig. 8 Comparison of harmonic content of phase A current with resistance mismatch

由图 8 可知,电阻失配时 ADRC-NRDOB 的 5, 7, 9, 11 次谐波较 ADRC-APSO 降幅分别 40.1%, 51.8%, 17.2%, 57.7%, 双环自抗扰控制 5, 7, 9, 11 次谐波较 ADRC-APSO 降幅分别 62.1%, 72.0%, 57.8%, 73.9%。当电阻失配时,由于 ADRC-APSO 仅仅利用自适应粒子群来调节参数,而当电阻失配时,原有参数不再适用于新的状态,而动态调整需要一定的时间,因此 ADRC-APSO 的 THD 值在 3 种方法中最大,而 ADRC-NRDOB 能对扰动进行部分观测补偿,从而 THD 值变化较小,降阶双环 ADRC 电流环跟踪

微分器对扰动进行抑制,同时位置-速度环也对系统扰动进行抑制使得降阶双环控制的 THD 值最小。

5.4 磁链失配时谐波抑制对比

为检测磁链失配时 3 种方法 A 相电流谐波含量,进行磁链失配情况下的对比实验。电机负载为 10 N,假定电机磁链减少 50%,实验结果如图 9 所示。

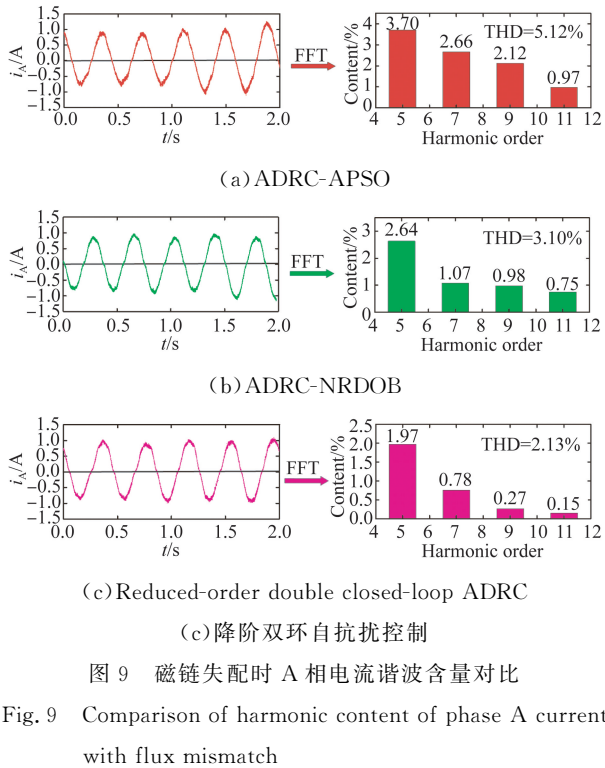


图 9 磁链失配时 A 相电流谐波含量对比

Fig. 9 Comparison of harmonic content of phase A current with flux mismatch

由图 9 可知,磁链失配时,ADRC-APSO, ADRC-NRDOB 以及降阶双环 ADRC 的 THD 分别为 5.12%, 3.10%, 2.13%。相比而言,ADRC-NRDOB 比 ADRC-APSO 降低了 39.5%,降阶双环 ADRC 比 ADRC-APSO 降低了 58.4%。由于 ADRC-APSO 抗扰性能相对较差,谐波含量较稳态时有所提升,其 5, 7, 9, 11 次谐波含量分别为 3.7%, 2.66%, 2.12%, 0.97%, 而 ADRC-NRDOB 的 5, 7, 9, 11 次谐波比 ADRC-APSO 分别减少了 28.6%, 59.8%, 53.8%, 22.7%, 降阶双环 ADRC 的 5, 7, 9, 11 次谐波比 ADRC-APSO 分别减少了 46.8%, 71.4%, 87.3%, 84.5%。显然,降阶双环自抗扰控制的抗扰性能最强,能够有效抵抗扰动的影响,抑制电流谐波。

5.5 位置响应特性对比

为验证电流谐波抑制对直线电机定位精度的影响,对 ADRC-APSO、ADRC-NRDOB 以及降阶双环 ADRC 进行负载情况下位置与速度响应对比实验,实验距离为 0.228 m,实验结果如图 10 所示。

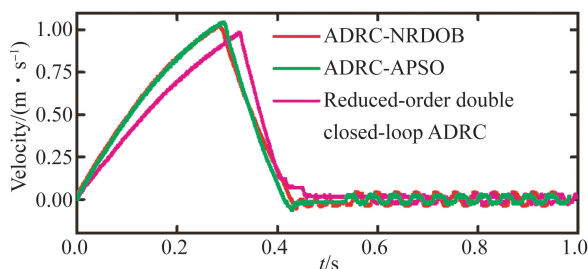


图 10 3 种方法速度响应对比

Fig. 10 Comparison of speed response of three methods

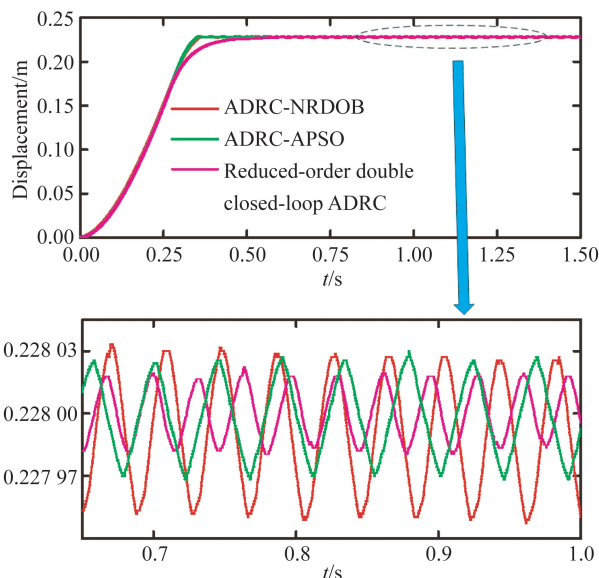


图 11 3 种方法位置响应对比

Fig. 11 Comparison of position response of three methods

由图 10 可知,3 种方法均能快速响应,相比而言降阶双环自抗扰响应速度稍慢,ADRC-APSO 与 ADRC-NRDOB 的最大速度约为 1 m/s,而本文所用方法的最大速度略小于 1 m/s。由图 11 可知,3 种方法均能达到无超调,但达到稳态后存在一定程度的稳态误差。这是由于电流高频谐波导致电机达到稳态后存在抖振。ADRC-APSO 达到稳态后稳态误差最大,约为 50 μm ,ADRC-NRDOB 的稳态误差约为 30 μm ,而本文方法稳态误差最小,仅有 15 μm 。这是因为 ADRC-APSO 抗扰能力相对较差,而 ADRC-NRDOB 中

观测器能准确观测扰动并对它进行补偿,导致定位精度有所提升;降阶双环 ADRC 由于电流环增加了跟踪微分器使得系统对谐波及扰动的抑制效果更佳,同时位置-速度环由于降阶状态观测器的作用,减少了参数敏感性与相位滞后的影响,使得控制效果更佳,定位精度更高。由于实验用电机为实验室手工制作,制造安装误差较大,定位精度较低,工业生产中其精度会有所提升。

5.6 谐波对推力品质影响

为了验证谐波含量对推力品质的影响,进行了负载情况下推力的测试实验,此时直线电机运行速度为 0.1 m/s,所带负载为 10 N,实验结果如图 12 所示(彩图见期刊电子版)。

为了定量分析推力的好坏,以推力波动作为衡量标准^[25]:

$$r = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^n (F_k - \bar{F})^2}{n}} \times 100\%, \quad (26)$$

其中: F_k 为各位移点时的推力, \bar{F} 为平均推力, n 为位移点的数量。定量分析结果如表 2 所示。

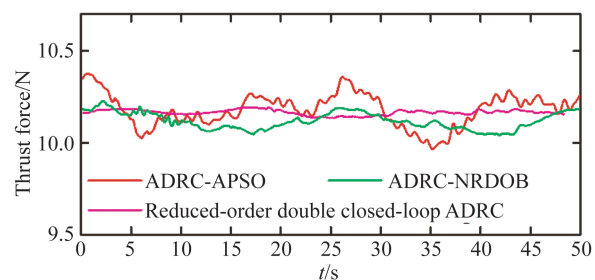


图 12 3 种方法推力对比

Fig. 12 Thrust force comparison of three methods

表 2 三种方法推力与推力波动

Tab. 2 Thrust and thrust fluctuation of three methods

| 方 法 | 平均推力/N | 推力波动/% |
|------------|--------|--------|
| ADRC-APSO | 10.177 | 9.32 |
| ADRC-NRDOB | 10.166 | 4.54 |
| 降阶双环 ADRC | 10.115 | 1.49 |

由图 12 可知,3 种方法中 ADRC-APSO 的推力波动较大,ADRC-NRDOB 的推力波动较小,而降阶双环 ADRC 的波动最小。这是因为 ADRC-APSO 中谐波含量较多,而经过滤波之后,谐波含量减少,推力波动降低,推力品质得到提升。由

表 2 可知, 3 种方法的平均推力分别为 10.177, 10.166, 10.115 N, 而 ADRC-NRDOB 的推力波动较 ADRC-APSO 降低 51.3%, 降阶双环 ADRC 的推力波动较 ADRC-APSO 降低了 84%。由图 12 和表 2 可知, 降阶双环 ADRC 能有效抑制电流谐波, 从而提高推力品质, 降低推力波动。

6 结 论

本文采用基于降阶状态观测器的 PMSLM 双环自抗扰控制系统来抑制电流谐波, 多工况实

验验证了本文方法的有效性。将位置环和速度环简化为位置-速度单环, 减少调节参数的数量, 通过对状态观测器降阶处理, 减小相位滞后的影响, 降低了参数敏感性, 提高系统的抗扰能力。然后, 分析了电流谐波产生的原因, 通过对比一阶线性自抗扰控制器, 设计一阶非线性自抗扰控制器, 增强了电流环对扰动的抑制能力, 减少谐波含量; 同时对系统稳定性进行分析。多工况实验验证了降阶双环自抗扰控制器在参数失配、磁链失配的扰动下仍具有很强的抑制能力, 动态性能良好, 同时谐波抑制有利于提升系统的定位精度与推力品质。

参考文献:

- [1] PAN Z B, DONG F, ZHAO J W, *et al.*. Combined resonant controller and two-degree-of-freedom PID controller for PMSLM current harmonics suppression [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018, 65(9): 7558-7568.
- [2] 赵吉文, 宫凯歌, 赵静, 等. 基于非周期正弦条纹的直线电机动子位置测量 [J]. *光学精密工程*, 2019, 27(4): 889-900.
ZHAO J W, GONG K G, ZHAO J, *et al.*. Position measurement for linear motor mover based on aperiodic sinusoidal stripe image [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2019, 27(4): 889-900. (in Chinese)
- [3] 张刚, 刘品宽, 张波, 等. 直线电机精密运动平台轨迹跟踪控制器设计 [J]. *光学精密工程*, 2013, 21(2): 371-379.
ZHANG G, LIU P K, ZHANG B, *et al.*. Design of trajectory tracking controller for precision positioning table driven by linear motor [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2013, 21(2): 371-379. (in Chinese)
- [4] YANG Y H, ZHOU K L, WANG H, *et al.*. Analysis and mitigation of dead-time harmonics in the single-phase full-bridge PWM converter with repetitive controllers [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2018, 54(5): 5343-5354.
- [5] ZHAO Y, QIAO W, WU L. Dead-time effect analysis and compensation for a sliding-mode position observer-based sensorless IPMSM control system [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2015, 51(3): 2528-2535.
- [6] 齐昕, 吴文昊, 吴琳, 等. 基于时间辅助信息的感应电机预测电流控制 [J]. *中国电机工程学报*, 2019, 39(16): 4927-4934, 4995.
QI X, WU W H, WU L, *et al.*. Predictive current control of induction machines based on time auxiliary information [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2019, 39(16): 4927-4934, 4995. (in Chinese)
- [7] 林健, 刘晗, 万其, 等. 基于 ESO 的 PMSLM 无差拍电流预测控制 [J]. *微电机*, 2019, 52(7): 52-55, 71.
LIN J, LIU H, WAN Q, *et al.*. Deadbeat predictive current control of PMSLM based on ESO [J]. *Micromotors*, 2019, 52(7): 52-55, 71. (in Chinese)
- [8] 王立俊, 赵吉文, 董菲, 等. 基于自适应内模观测器的永磁同步直线电机高带宽强鲁棒预测电流控制策略研究 [J]. *中国电机工程学报*, 2019, 39(10): 3098-3107.
WANG L J, ZHAO J W, DONG F, *et al.*. High-bandwidth and strong robust predictive current control strategy research for permanent-magnet synchronous linear motor based on adaptive internal model observer [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2019, 39(10): 3098-3107. (in Chinese)
- [9] LIU C J, BLAABJERG F, CHEN W J, *et al.*. Stator current harmonic control with resonant controller for doubly fed induction generator [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2012, 27(7): 3207-3220.
- [10] PENG C, SUN J J, SONG X D, *et al.*. Frequency-varying current harmonics for active magnetic bearing via multiple resonant controllers [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2017, 64(1): 517-526.
- [11] HAN J Q. From PID to active disturbance rejection control [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2009, 56(3): 900-906.
- [12] 张明月, 杨洪波, 章家宝, 等. 改进自抗扰控制谐波式电动舵机伺服系统 [J]. *光学精密工程*, 2014, 22(1): 99-108.
ZHANG M Y, YANG H B, ZHANG J B, *et al.*. Servo system of harmonic drive electromechanical actuator using improved ADRC [J]. *Opt. Preci-*

- sion Eng.*, 2014, 22(1): 99-108. (in Chinese)
- [13] 左月飞, 张捷, 刘闯, 等. 基于自抗扰控制的永磁同步电机位置伺服系统一体化设计 [J]. 电工技术学报, 2016, 31(11): 51-58.
ZUO Y F, ZHANG J, LIU CH, *et al.*. Integrated design for permanent magnet synchronous motor servo systems based on active disturbance rejection control [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2016, 31(11): 51-58. (in Chinese)
- [14] 周涛. 永磁同步电机调速系统的自抗扰控制 [J]. 光学精密工程, 2016, 24(3): 582-589.
ZHOU T. Activedisturbance rejection control of speed governing system for PMSM [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2016, 24(3): 582-589. (in Chinese)
- [15] 奚静思, 刘品宽, 丁汉. 自适应线性自抗扰控制器的设计 [J]. 光学精密工程, 2018, 26(7): 1749-1757.
XI J S, LIU P K, DING H. Design of an adaptive linear active disturbance rejection controller [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2018, 26(7): 1749-1757. (in Chinese)
- [16] BENRABAH A, XU D G, GAO Z Q. Active disturbance rejection control of LCL-filtered grid-connected inverter using padé approximation [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2018, 54(6): 6179-6189.
- [17] SUN G Y, LI Y L, JIN W, *et al.*. A nonlinear three-phase phase-locked loop based on linear active disturbance rejection controller [J]. *IEEE Access*, 2017, 5: 21548-21556.
- [18] 李杰, 齐晓慧, 夏元清, 等. 线性/非线性自抗扰切换控制方法研究 [J]. 自动化学报, 2016, 42(2): 202-212.
LI J, QI X H, XIA Y Q, *et al.*. On linear/non-linear active disturbance rejection switching control [J]. *Acta Automatica Sinica*, 2016, 42(2): 202-212. (in Chinese)
- [19] GAO Z Q. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning [C]. *Proceedings of the 2003 American Control Conference*, 2003, 4-6 June 2003, Denver, CO, USA, 2003: 4989-4996.
- [20] 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): 7032-7039, 7095.
LIU CH Q, LUO G ZH, TU W C, *et al.*. Servo systems with double closed-loops based on active disturbance rejection controllers [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2017, 37(23): 7032-7039, 7095. (in Chinese)
- [21] DU C, YIN Z G, ZHANG Y P, *et al.*. Research on active disturbance rejection control with parameter autotune mechanism for induction motors based on adaptive particle swarm optimization algorithm with dynamic inertia weight [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019, 34(3): 2841-2855.
- [22] WANG F, WANG R J, LIU E H, *et al.*. Stabilization control method for two-axis inertially stabilized platform based on active disturbance rejection control with noise reduction disturbance observer [J]. *IEEE Access*, 2019, 7: 99521-99529.
- [23] 刘玉燕, 刘吉臻, 周世梁. 基于降阶状态观测器的压水堆功率自抗扰控制 [J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(22): 6666-6674, 6779.
LIU Y Y, LIU J ZH, ZHOU SH L. Active disturbance rejection control of pressurized water reactor power based on reduced-order extended state observer [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2017, 37(22): 6666-6674, 6779. (in Chinese)
- [24] LIU H X, LI S H. Speed control for PMSM servo system using predictive functional control and extended state observer [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2012, 59(2): 1171-1183.
- [25] 宋俊材, 董菲, 赵吉文, 等. 基于重心邻域算法的无铁心永磁同步直线电机优化设计研究 [J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(12): 3594-3601, 3688.
SONG J C, DONG F, ZHAO J W, *et al.*. Design optimization research of air-core permanent magnet permanent magnet synchronous linear motor based on gravity neighborhood center algorithm [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2017, 37(12): 3594-3601, 3688. (in Chinese)

作者简介:



黎明(1994—),男,湖北监利人,硕士研究生,2016年于安徽大学获得学士学位,主要研究方向为直线电机高精度控制。E-mail: 1019516898@qq.com

导师简介:



赵吉文(1973—),男,安徽砀山人,博士生导师,2005年于中国科学技术大学获得博士学位,2007年于中国科学技术大学博士后出站,主要研究方向为高精度直线伺服系统、机器人等。E-mail: ustczjw@ahu.edu.cn