

定子分段式永磁直线同步电机速度波动抑制方法研究

文通, 张思磊, 王中仪

引用本文:

文通, 张思磊, 王中仪. 定子分段式永磁直线同步电机速度波动抑制方法研究[J]. *光学精密工程*, 2020, 28(4): 933–932.

WEN Tong, ZHANG Si-lei, WANG Zhong-yi. Speed ripple suppression method of PMLSM with segmented stators[J]. *Optics and Precision Engineering*, 2020, 28(4): 933–932.

在线阅读 View online: <https://doi.org/10.3788/OPE.20202804.0933>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

基于参数预标定的长行程PMLSM无传感器控制

Sensorless control of long-distance permanent magnet linear synchronous motor based on parameters pre-calibration

光学精密工程. 2019, 27(3): 619–629 <https://doi.org/10.3788/OPE.20192703.0619>

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>

复合滑模控制在精密PMLSM激光切割运动平台的应用

Application of composite sliding mode control on motion platform of PMLSM precision laser cutting

光学精密工程. 2017, 25(1): 84–92 <https://doi.org/10.3788/OPE.20172501.0084>

基于鲁棒迭代学习控制的永磁同步电机转矩脉动抑制

Torque ripple minimization of PMSM based on robust iterative learning control

光学精密工程. 2017, 25(10): 2645–2660 <https://doi.org/10.3788/OPE.20172510.2645>

基于参数辨识的内置式永磁同步电机最大转矩电流比电流预测控制

Maximum torque per ampere current predictive control of interior permanent magnet synchronous motors based on parameter identification

光学精密工程. 2020, 28(5): 1083–1093 <https://doi.org/10.3788/OPE.20202805.1083>

文章编号 1004-924X(2020)04-0933-00

定子分段式永磁直线同步电机速度 波动抑制方法研究

文 通^{1,2}, 张思磊^{1*}, 王中仪¹

(1. 北京航空航天大学 仪器科学与光电工程学院, 北京 100191;

2. 北京航空航天大学 宁波创新研究院, 浙江 宁波, 315000)

摘要:为了解决定子分段式永磁直线同步电机(PMLSM)存在的因磁阻效应、负载阻力、摩擦力、参数摄动以及动子进出定子时耦合面积变化所造成的控制性能下降的难题,根据动子和定子的耦合状态,提出一种在完全耦合阶段和动子退出定子阶段的分段式控制方法。首先,在动子与定子完全耦合阶段采用改进滑模控制器减小推力波动导致的速度波动,再通过加入扰动观测器降低滑模切换项所带来的抖振现象;在动子退出定子阶段,建立相关电磁参数与动子位置的函数关系,实时补偿由耦合面积变化引起的动子失速,使动子速度在退出时接近给定值。仿真及实验结果表明:动定子完全耦合过程中的速度稳态误差为 0.005 m/s,收敛时间为 0.3 s,动子退出定子阶段的速度波动不超过 0.04 m/s,满足定子分段式 PMLSM 用于长行程自动运输系统对平稳性及快速性的需求。

关键词:永磁直线同步电机;速度波动;改进滑模控制;实时补偿

中图分类号:TM359.4 文献标识码:A doi:10.3788/OPE.20202804.0933

Speed ripple suppression method of PMLSM with segmented stators

WEN Tong^{1,2}, ZHANG Si-lei^{1*}, WANG Zhong-yi¹

(1. School of Instrumentation Science and Optoelectronic Engineering,
Beihang University, Beijing 10019, China;

2. China Ningbo Institute of Technology, Beihang University, Ningbo 315000, China)

* Corresponding author, E-mail: zhangsilei@buaa.edu.cn

Abstract: In a Permanent Magnet Linear Synchronous Motor (PMLSM) with segmented stators, when the mover enters and exits the stator, the control performance was degraded due to the detent force, load disturbance, frictional force, parameter perturbations, and coupling area variations. To address this drawback, a switching control method was proposed. First, an improved Sliding Mode Control (SMC) was used to reduce the speed ripple during the complete coupling stage of the mover and the stator. Then, the chattering caused by the SMC was reduced by the Disturbance Observer

收稿日期:2019-07-08;修订日期:2019-08-27.

基金项目:国家自然科学基金资助项目(No. 61374211);北京自然科学基金资助项目(No. 3182024)

(DOB). When the mover exits the stator, the function relationships between the electromagnetic parameters and the position of the mover were established to compensate for the speed loss caused by the variation of the coupling area in real time. The results from the simulation and experiments indicate that the speed ripple is decreased to 0.005 m/s and the setting time is less than 0.3 s in the complete coupling stage. The speed loss is reduced to 0.04 m/s when the mover exits the stator, thereby satisfying the requirements for stability and rapidity of the system.

Key words: Permanent Magnet Linear Synchronous Motor(PMLSM); speed ripple; improved Sliding Mode Control(SMC); real time compensation

1 引言

近年来,永磁直线同步电机(Permanent Magnet Linear Synchronous Motor, PMLSM)因其精度高、可靠性强、响应快、功率密度大等优点,被广泛应用于长距离自动运输系统^[1-2]。目前,关于长初级短次级结构的直线电机研究较多,即次级为动子,底部排列永磁体,定子上布满线圈绕组,当给定子上的绕组通电时,动子和定子产生的两个磁场相互作用使动子和定子间产生相对运动,由于定子部分固定在导轨上,因此动子将在行波磁场下作直线运动^[3-4]。为了降低成本,常将多段定子间断地排列在运行轨道上,每段定子都由一个独立的控制器控制驱动。动子运行在定子上方时进行驱动,在定子间隙则依靠惯性滑行,如此往复,从而实现长距离自动运输。这种设计方式成本低,具有模块化特点,且拓展性更强,易于维护^[5]。

由于直线电机的结构特点,电机在运行时,各种扰动不经过中间环节缓冲而直接作用于电机,极易导致推力波动,产生机械振动和噪声,进而导致速度波动,电机在低速时还可能引起共振,会严重影响伺服系统的性能^[6-7]。为了充分发挥直线电机的优势,必须采取有效措施对速度波动进行抑制。与传统的定子连续型分布结构不同,定子分段式结构下多个电机定子组成轨道网络,动子受到多个定子的分时接力驱动,频繁进出定子。动子在进出定子的过程中,两者的耦合面积并非恒定,导致电磁参数同样并非恒定。因此,针对其结构上的特殊性,本文创新性地采用一种分段式

的控制方法对动定子完全耦合及部分耦合两个阶段的速度波动进行抑制。

当动子与定子完全耦合时,造成速度波动的主要原因有磁阻效应、负载扰动、摩擦力及参数摄动等^[8]。目前,直线电机速度波动的抑制方法主要有两个方向,一是从电机结构出发,通过优化电机结构削弱推力波动,主要包括优化齿槽结构、定子铁芯结构、磁极结构及采取斜槽技术等^[9-11],本文主要通过另一方向即控制策略对推力波动导致的速度波动进行抑制。有文献中提出利用神经网络技术补偿端部效应,进而减小推力波动^[12]。还有学者提出通过对推力波动与动子位置建模,设计相应的电流补偿表实现精确的补偿^[13]。此外,还有学者在PID反馈控制的基础上对PMLSM的推力波动进行了自适应前馈补偿^[14-15]。然而,上述控制算法对于推力波动模型的准确性要求较高,其准确程度将直接影响最终的抑制效果。为了避免由于推力波动模型不准确对抑制效果造成的影响,本文采用对外部扰动及参数变化不敏感的滑模控制对直线电机进行控制以抑制推力波动,并通过改进滑模控制器并加入扰动观测器的方法来减小滑模切换项所带来的抖振现象^[16-17]。

当动子与定子部分耦合时,耦合面积变化将导致电磁参数及电磁推力的变化。部分耦合包括动子进入定子和退出定子两个动态过程。对于动子进入定子阶段而言,由于动子和定子之间为电磁吸力,该电磁吸力将维持动子速度,所以该阶段不需要进行主动控制。而动子在退出定子时两者间的电磁吸力将会阻碍动子退出定子,如不采取相应措施将会造成动子失速,因此部分耦合阶段

主要研究动子退出定子过程中动子的失速问题,以保证动子在整个运行过程中速度的平稳性。目前针对动子退出定子阶段控制的相关研究很少,对于因耦合面积变化导致的电磁参数变化的问题,涉及相关内容的文献中都将定子磁链和同步电感看作与耦合面积呈近似线性关系^[18]。因此,本文通过磁链及电感关于动子位置的变化关系对速度进行补偿,以削弱电磁参数变化对系统稳定性的影响。

本文分析了永磁直线同步电机的数学模型及其控制系统的工作原理。研究了动子与定子完全耦合及部分耦合阶段的速度波动抑制方法。针对所提出方法分别进行仿真和实验验证,仿真及实验结果均表明该方法能有效地抑制动子在整个定子上运行时的速度波动,保证动子在整个长距离运输轨道上运行速度的稳定性。

2 定子分段式 PMLSM 控制系统及原理

定子分段式永磁直线同步电机适用于长距离自动运输场合。如图 1 所示,本文中的定子分段式永磁直线同步电机主要包括两个运行过程,即控制驱动及自由滑行过程。

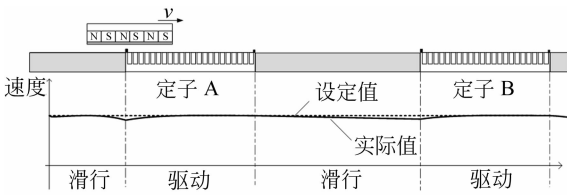


图 1 定子分段式 PMLSM 及其运行速度示意图

Fig. 1 System of PMLSM with segmented stators and operating speed of mover

当动子在定子上方运行时,控制器通过给定子绕组加入三相电流对动子进行驱动,使其达到速度设定值;当动子运行于定子间隙时,则依靠退出上一定子时的速度自由滑行至下一定子再次被驱动直至达到速度设定值,如此往复,从而实现长距离自动化运输的控制目标。

本文采用 $i_d=0$ 矢量控制方法对永磁直线同

步电机进行控制,通过将三相电流由 $a-b-c$ 自然坐标系转化到 $d-q$ 轴同步旋转坐标系下实现电流的解耦,然后通过调节 q 轴电流实现速度控制^[19]。永磁直线同步电机在 $d-q$ 轴下的电压方程为:

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \frac{\pi v}{\tau} \psi_q \\ u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \frac{\pi v}{\tau} \psi_d \end{cases}, \quad (1)$$

其中: R_s 为等效电阻, τ 为极距, v 为动子速度, u_d 和 u_q 分别为 d, q 轴电压, i_d 和 i_q 分别为 d, q 轴电流, L_d 和 L_q 分别为 d, q 轴同步电感, ψ_d 和 ψ_q 分别为 d, q 轴定子磁链, 本文所使用的为表贴式永磁直线同步电机, 故有 $L_s = L_d = L_q$. 定子磁链方程为:

$$\begin{cases} \psi_d = L_d i_d + \psi_f \\ \psi_q = L_q i_q \end{cases}. \quad (2)$$

若采用 $i_d=0$ 的矢量控制策略, 则电磁推力为:

$$F_e = \frac{3\pi}{2\tau} p_n [\psi_f i_q - (L_d - L_q) i_d i_q] = \frac{3\pi}{2\tau} p_n \psi_f i_q = k_f i_q, \quad (3)$$

其中: F_e 为电磁推力, p_n 为极对数, k_f 为推力系数。由电磁推力表达式可知, 当磁链和极对数确定时, 电磁推力与 q 轴电流成正比。

直线电机的运动学方程为:

$$M\dot{v} = F_e - F_l - Bv, \quad (4)$$

其中: M 为动子质量, F_l 为负载阻力、磁阻力、摩擦力等扰动力的总和, B 为黏滞摩擦系数。

整个控制系统的原理框图如图 2 所示, 针对直线电机易受外部扰动及电磁参数变化而导致速度波动的问题, 本文提出在定子与动子完全耦合阶段采用改进的滑模控制加扰动观测器的方法对推力波动进行抑制, 保证动子运行的稳定性。在动子退出定子阶段对相关电磁参数关于动子位置建模, 从而根据动子位置对速度进行补偿, 使动子退出定子时的速度尽量接近设定速度。两种控制方法的切换通过定子端部的光电检测开关实现, 通过这样的分段式控制方法以保证动子在全程范围内速度的平稳性。

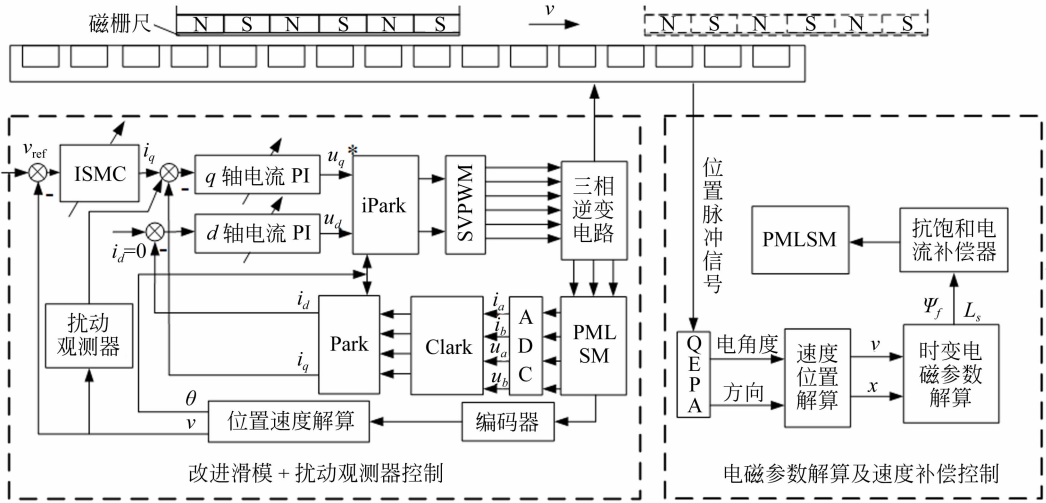


图 2 定子分段式 PMLSM 控制系统原理框图

Fig. 2 Block diagram of control system of PMLSM with segmented stators

3 PMLSM 速度波动抑制关键算法

3.1 动定子完全耦合阶段

动定子完全耦合阶段速度波动主要由磁阻力、负载阻力及参数摄动等因素造成。滑模控制具有对外部扰动及参数变化不敏感的特性，因此适用于此阶段的控制。主要包括滑模等效控制部分 (Sliding Mode Equivalent Control, SMEC) 和滑模切换控制部分 (Sliding Mode Switch Control, SMSC)，由于滑模切换部分不连续项的存在，当状态轨迹到达滑动模态后，难以严格沿着滑动模态向平衡点移动，而是在其两侧来回穿越地趋近平衡点，从而造成抖振现象，对控制系统的性能产生不利的影响^[20]。因此，需要采取相应措施对抖振进行削弱。针对抖振，本文将滑模切换部分的符号函数替换为饱和函数，缓解切换部分的不连续性，同时加入扰动观测器对扰动进行观测以降低滑模切换项的增益幅值，进而削弱抖振。滑模控制部分的原理框图如图 3 所示。

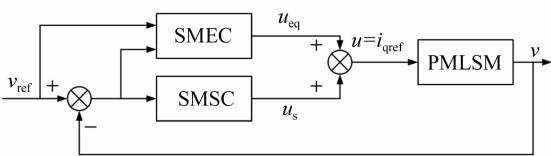


图 3 滑模控制原理框图

Fig. 3 Block diagram of sliding mode control

根据式(3)和式(4)，当电机受到外部扰动及参数摄动时运动学方程可表示为：

$$k_f i_q = (M + \Delta M) \frac{dv}{dt} + (B + \Delta B)v + F_r, \quad (5)$$

其中： ΔM 为动子质量的变化量， ΔB 为黏滞摩擦系数的变化量。

定义广义扰动 F_r 为：

$$F_r = \Delta M \frac{dv}{dt} + \Delta Bv + F_r. \quad (6)$$

设 v_{ref} 为动子速度的设定值， v 为实际速度值，则速度误差可表示为 $e = v_{ref} - v$ ，易得：

$$\begin{aligned} \dot{e} &= \frac{dv}{dt} = \frac{k_f i_q}{M} + \frac{B}{M}v + \frac{F_r}{M} = \\ &= -\frac{B}{M}(v_{ref} - v) - \frac{k_f i_q}{M} + \frac{F_r}{M} + \frac{B}{M}v_{ref} = \\ &= Pe + Qu + RF_r - Pv_{ref}, \end{aligned} \quad (7)$$

其中： $P = -\frac{B}{M}$ ， $Q = -\frac{k_f}{M}$ ， $R = \frac{1}{M}$ ， $u = i_q$ 为控制量。

滑模面引入状态误差 e 的积分项^[21]，引入积分项能够平滑推力，有效地消除系统稳态误差，且控制律中可避免出现变量的二阶导数，增强控制器的稳定性。故取滑模面函数为：

$$s(e) = c \int_{-\infty}^t e(\tau) d\tau + e = cI_0 + c \int_0^t e(\tau) d\tau + e. \quad (8)$$

为保证系统在初始时刻就进入滑动模态，在 $t=0$ 时， $s(0) = cI_0 + 0 + e(0) = 0$ ，则积分初始条件为：

$$I_0 = -\frac{e(0)}{c} = -\frac{v_{ref}}{c}. \quad (9)$$

当系统进入滑动模态后, $s(e) = 0$, 系统动态方程为:

$$\dot{e} + ce = 0. \quad (10)$$

速度的动态误差为:

$$e = E_0 e^{-ct}. \quad (11)$$

由式(11)可知, 当 $c > 0$, 速度误差将以 $1/c$ 为时间常数按指数规律趋向于零。根据等效控制条件:

$$\begin{cases} \frac{ds}{dt} = 0 \\ F_r = 0 \end{cases} \quad (12)$$

将式(1)、式(3)、式(7)、式(12)联立解得滑模等效控制部分可表示为:

$$u_{eq} = -\frac{M}{k_f} \left[-\frac{B}{M} v_{ref} - \left(-\frac{B}{M} + c \right) e \right] = \frac{1}{Q} [P v_{ref} - (P + c) e]. \quad (13)$$

为了缓解滑模切换项的不连续性, 削弱抖振, 滑模切换控制部分取:

$$u_s = ksat \left[\frac{s}{\varphi} \right] = \begin{cases} k, & s \geq \varphi \\ k \cdot \frac{s}{\varphi}, & -\varphi < s < \varphi \\ -k, & s \leq -\varphi \end{cases} \quad (14)$$

其中: k 为切换增益, $sat(\cdot)$ 为饱和函数, φ 为边界层厚度。

综上, 滑模控制律为:

$$u = i_{qref} = u_{eq} + u_s = -\frac{M}{k_f} \left[-\frac{B}{M} v_{ref} - \left(-\frac{B}{M} + c \right) e \right] + ksat \left[\frac{s}{\varphi} \right]. \quad (15)$$

为保证系统稳定, 需满足:

$$\dot{V} = \dot{s}s < 0, \quad (16)$$

将式(7)、式(8)、式(10)、式(15)代入式(16), 可得到:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= s \cdot \dot{s} = s(ce + \dot{e}) = \\ &= s[ce + a_n e + b_n u + d_n F_r - a_n v_{ref}] = \\ &= kb_n s \cdot sat \left(\frac{s}{\varphi} \right) + d_n F_r s < 0. \end{aligned} \quad (17)$$

即切换增益 k 的取值范围为:

$$k > -\frac{d_n}{b_n} F_r = \frac{1}{k_f} F_r. \quad (18)$$

为了进一步削弱滑模控制带来的抖振现象,

采用加入扰动观测器的方法对外部扰动进行一定量的补偿, 以降低滑模切换部分增益的幅值, 进而削弱抖振。加入扰动观测器后的控制框图如图4所示。

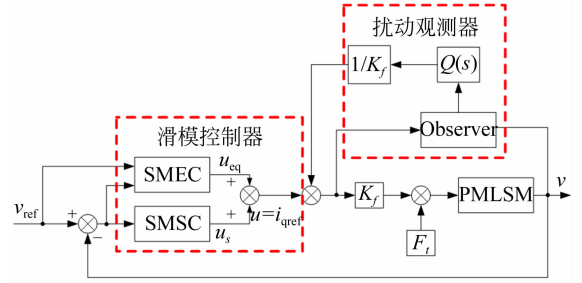


图4 加入扰动观测器的控制系统框图

Fig. 4 Control system block diagram with disturbance observer

根据扰动观测器的传递函数易知, 当 $Q(s) = 1$ 时, 可完全消除扰动对系统的影响, 但测量噪声的影响并未消除; 当 $Q(s) = 0$ 时, 可消除测量噪声对系统的影响, 但扰动对系统的影响并未消除。因此, $Q(s)$ 的选取应尽量保证在低频段为 1, 高频段为 0, 故可采用低通滤波器实现系统要求。

将扰动 F_r 、交直流电流 i_d, i_q 以及电机速度 v 分别视为状态变量, 则 $d-q$ 轴同步旋转坐标系下的 PMLSM 状态方程可写为:

$$\begin{bmatrix} \dot{F}_r \\ \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \\ \dot{v} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_s}{L_q} & \frac{\pi\phi_f}{\tau L_q} \\ -\frac{1}{M} & 0 & \frac{3\pi p_n \phi_f}{2\tau M} & -\frac{B_v}{M} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_r \\ i_d \\ i_q \\ v \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{L_q} \\ 0 \end{bmatrix} u_q. \quad (19)$$

由式(19)可以看出, PMLSM 是一种非线性时变的被控对象, 在所研究的速度范围内, 可将系统近似看作是线性定常系统, 将扰动视作状态变量, 则其所构成的增广系统为:

$$\begin{bmatrix} \dot{F}_r \\ \dot{X} \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ B_0 & A \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F_r \\ X \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ B \end{pmatrix} U, \quad (20)$$

$$Y = (0 \quad C) \begin{pmatrix} F_r \\ X \end{pmatrix}. \quad (21)$$

其中: C 是不为零的矩阵, C 可以为单位矩阵。

由系统的可观性判定定理可知, 系统可观, 取

C 为单位阵, 则可得降阶观测器的状态空间表达式为:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} u, \quad (22)$$

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = A_{11}x_1 + A_{12}x_2 + B_1u = A_{11}x_1 + A_{12}y + B_1u \\ \dot{x}_2 = \dot{y} = A_{21}x_1 + A_{22}x_2 + B_2u = A_{21}x_1 + A_{22}y + B_2u \end{cases} \quad (24)$$

令 $y' = \dot{y} - A_{22}y - B_2u$, 则式(24)可写为:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = A_{11}x_1 + (A_{12}y + B_1u) \\ y' = A_{21}x_1 \end{cases} \quad (25)$$

由式(25)可知, 该状态方程是以 x_1 , 即扰动 F_r 为状态变量的子系统的表达式, 对该子系统构造状态观测器, 状态变量即为 $x_1 = F_r$, 则状态观测方程可表示为:

$$\dot{\hat{x}} = (A_{11} + \mathbf{H}A_{21})\hat{x}_1 + (A_{12}y + B_1u) - \mathbf{H}y' \quad (26)$$

对式(26)作如下变量代换, 令:

$$\begin{cases} Z = \hat{x}_1 + \mathbf{H}y' \\ \dot{Z} = \dot{\hat{x}} + \mathbf{H}\dot{y}' \end{cases} \quad (27)$$

则有:

$$\dot{Z} = (A_{11} + \mathbf{H}A_{21})Z + (B_1 + \mathbf{H}B_2)u + [A_{12} + \mathbf{H}A_{22} - (A_{11} + \mathbf{H}A_{21})\mathbf{H}]y', \quad (28)$$

$$\hat{F}_r = Z - \mathbf{H}y' \quad (29)$$

其中 \mathbf{H} 为 1×3 的校正矩阵, 可表示为:

$$\mathbf{H} = [h_{11} \quad h_{12} \quad h_{13}]. \quad (30)$$

为使状态观测量尽可能快地逼近扰动 F_r , 系数矩阵要为负, 即:

$$\begin{aligned} A_{11} + \mathbf{H}A_{21} &= 0 + \\ [h_{11} \quad h_{12} \quad h_{13}] \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{M} \end{bmatrix}^T &= \frac{h_{13}}{M} < 0. \end{aligned} \quad (31)$$

根据式(31)可知, 要满足不等式, 则 h_{13} 必须要大于零, h_{11}, h_{12} 可为任意值, 为简化计算, h_{11}, h_{12} 均取为零。

将各系数矩阵代入式(28)和式(29)中, 得到:

$$\dot{Z} = -\frac{h_{13}}{M}Z + \frac{3\pi p_n \psi_f h_{13}}{2\tau M} i_q + \left(\frac{h_{13}^2}{M} - \frac{B_v h_{13}}{M} \right) v, \quad (32)$$

$$\hat{F}_r = Z - h_{13}v. \quad (33)$$

取 $-h_{13}/M = 1/T_0$, T_0 为滤波时间常数, 式(32)可进一步简化为:

$$y = (0 \quad I) \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}. \quad (23)$$

其中: $A_{11} = A_{12} = 0, A_{21} = B_0, A_{22} = A, B_1 = 0, B_2 = B, x_1 = F_r, x_2 = [i_d \quad i_q \quad v]^T, u = u_q$ 。

将式(22)展开, 得到:

$$\dot{Z} = -\frac{1}{T_0}Z + \frac{3\pi}{2\tau T_0} p_n \psi_f i_q + \left(\frac{h_{13}}{T_0} - \frac{B_v}{T_0} \right) v. \quad (34)$$

对式(34)作拉式变换, 最终得到扰动力的观测值表达式为:

$$\hat{F}_r = \frac{\frac{3\pi}{2\tau} p_n \psi_f i_q - B_v - M \frac{dv}{dt}}{T_0 s + 1}. \quad (35)$$

3.2 动子退出定子阶段

当电机动子退出定子时, 由于永磁体和定子铁芯之间切向永磁吸力的影响以及耦合面积的减小, 将不可避免的造成动子速度的损失, 对系统运行的精度、运行效率等都会造成很大的影响。为了使动子在完全退出定子时的速度与设定速度的差值尽可能小, 需要在动子完全退出定子前对速度进行补偿。在退出阶段, 将磁链及同步电感关于动子位置的关系考虑进电机模型中, 并采用抗饱和电流补偿器对速度进行补偿, 定子边界处的磁链关于动子位置的解析表达式可表示为:

$$\begin{cases} \psi_{t_in}(x) = \frac{x}{d} \psi_f, & 0 < x < d \\ \psi_{t_out}(x) = \frac{d+s-x}{d} \psi_f, & s < x < s+d \end{cases} \quad (36)$$

其中: d 为电机动子的有效长度, s 为电机定子的有效长度, x 为动子的实际位置, ψ_f 为动定子完全耦合时的定子磁链, $\psi_{t_in}(x)$ 和 $\psi_{t_out}(x)$ 分别为动子进入和退出定子时的磁链解析表达式。

同理, 同步电感在定子边界处的解析表达式为:

$$\begin{cases} L_{s_in}(x) = \frac{x}{d} L_s + L_\sigma, & 0 < x < d \\ L_{s_out}(x) = \frac{d+s-x}{d} L_s + L_\sigma, & s < x < s+d \end{cases} \quad (37)$$

其中: L_s 为动定子完全耦合时的定子绕组自感, L_σ 为定子绕组的漏感, $L_{s_in}(x)$ 和 $L_{s_out}(x)$ 分别为动

子进入及退出定子时的同步电感。当动子开始退出定子时, 将上述电磁参数不断更新到电机模型中, 从而保证任意位置处电机模型的准确性, 减小电磁参数变化对系统带来的影响。

在定子边界处, 随动子位置变化的定子分段式 PMLSM 在 $d-q$ 轴同步旋转坐标系下的电压方程为:

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L_s(x) \frac{di_d}{dt} - \frac{\pi}{\tau} v L_s(x) i_q \\ u_q = R_s i_q + L_s(x) \frac{di_q}{dt} + \frac{\pi}{\tau} v [L_s(x) i_d + \psi_f(x)] \end{cases}, \quad (38)$$

其中 $L_s(x), \psi_f(x)$ 为随动子位置变化的函数。

若采用 $i_d=0$ 的矢量控制策略, 则动子退出定子边界处受到的推力可近似表示为:

$$F_e = \frac{3\pi}{2\tau} p_n \psi_f(x) i_q. \quad (39)$$

由式(39)可知, 电磁参数的变化直接影响电磁推力的大小, 进而对速度造成影响。本文通过电磁参数与动子位置的关系, 先得到任意位置处电磁参数的值, 然后根据电磁参数的值实时调节控制器的相关控制参数对推力波动进行补偿, 进而减小速度波动。

本阶段的控制中, 速度环 PID 控制器参数比例及积分环节可由式(40)进行整定^[22]:

$$\begin{cases} K_{pv} = \frac{3\beta M}{2p_n \psi_f} \\ K_{iv} = \beta K_{pv} \end{cases}, \quad (40)$$

其中: β 为速度环期望的频带带宽, M 为动子质量, p_n 为电机极对数。这种参数整定方法更加简便, 且参数调整与系统动态品质关系明确。

电流环的 PID 控制器参数调节采用内模控制策略进行调节^[23], 即:

$$\begin{cases} K_{pid} = \alpha L_d \\ K_{id} = \alpha R \\ K_{piq} = \alpha L_q \\ K_{iq} = \alpha R \end{cases}, \quad (41)$$

其中 α 为电流环的带宽, 可通过式(42)计算得到。

$$\alpha = 2\pi / \min \left\{ \frac{L_d}{R}, \frac{L_q}{R} \right\}. \quad (42)$$

综上, 在仿真及实验时可根据实时检测到的动子位置信息来得到所在位置处的电磁参数信息, 从而根据式(40)及式(41)来实时计算出该位置处的控制参数, 在程序中对控制器的参数进行

实时更新调整, 从而对推力进行补偿, 进而减小速度的波动。

4 仿真分析

为了验证所采用方法的可行性和有效性, 在 MATLAB/Simulink 中搭建永磁直线同步电机仿真模型, 具体仿真参数如表 1 所示。

表 1 仿真模型相关参数
Tab. 1 Parameters of simulation

符号	参数名称	参数值
P_n	极对数	5 对
M	动子质量	5 kg
B	黏滞摩擦系数	0.3 N · m · s
τ	极距	20 mm
L_s	同步电感	4.6 mH
L_σ	漏电感	2.0 mH
ψ_f	永磁体磁链	0.2 Wb
R_s	定子电阻	4.35 Ω
v	动子速度	0.5 m/s

4.1 完全耦合阶段仿真

为了验证所采用的控制方法对磁阻力造成的速度波动有较好的抑制效果, 首先通过有限元方法对该直线电机的磁阻力进行分析, 利用 Ansys 进行有限元仿真的电机模型如图 5 所示, 电机结构参数如表 2 所示。将有限元分析所得结果经四阶拟合后得到的磁阻力曲线如图 6 所示, 可以看出磁阻力是以极距 τ 为周期, 与动子位置有关的周期函数。

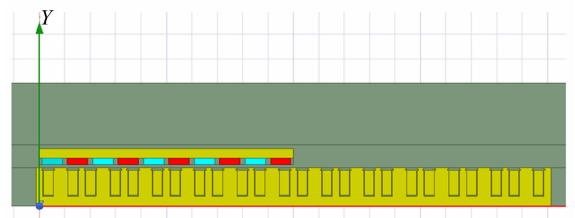


图 5 永磁直线同步电机有限元仿真模型
Fig. 5 Finite element simulation model of PMLSM

表 2 有限元仿真模型参数

Tab. 2 Parameters of finite element simulation model

参数名称	参数值
极对数	5 对
槽数	12 槽
槽型	矩形槽
槽间齿宽	11.12 mm
相间齿宽	5.56 mm
定子长度	400 mm
转子长度	200 mm
极距	20 mm
PM 宽度	16 mm
极弧系数	0.8
线圈匝数	200 匝
线圈线径	0.73 mm
运行速度	0.5 m/s

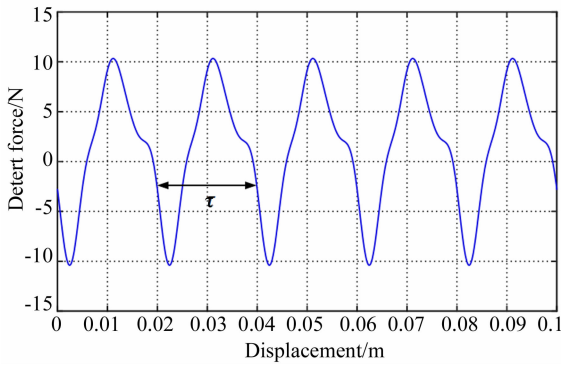


图 6 磁阻力关于动子位置的波形

Fig. 6 Detent force related to the position of the mover

拟合后的磁阻力关于动子位置的解析表达式如式(43):

$$\begin{aligned}
 f_d(x) = & 1.442 - 6.586\cos(100\pi x) - \\
 & 4.941\sin(100\pi x) + 1.200\cos(200\pi x) - \\
 & 1.603\sin(200\pi x) + 0.618\cos(300\pi x) - \\
 & 1.553\sin(300\pi x) + 0.540\cos(400\pi x) - \\
 & 0.006\sin(400\pi x). \quad (43)
 \end{aligned}$$

0.3 s 时刻将磁阻力引入仿真模型, 仿真得到传统 PID 及滑模控制下的直线电机速度响应曲线如图 7 所示。由图易知, 两者的调节时间基本相同, 但传统 PID 超调较大, 且对磁阻力引起的速度波动抑制效果较差; 而采用滑模控制的系统

无超调, 启动平稳, 速度波动率相较传统 PID 控制降低了 60% 以上, 但也出现了较为明显的抖振现象。

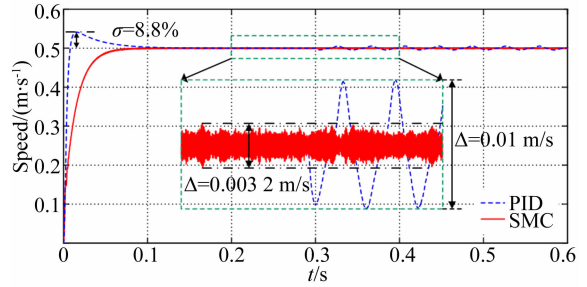


图 7 加入磁阻力后 PID 和 SMC 下速度响应图

Fig. 7 Speed response of PID and SMC considering detent force

接下来在 0.3 s 时刻引入 50 N 的负载阻力到仿真模型中, 得到的在 PID 及滑模控制下的速度响应如图 8 所示。从图中可以看出, 加入负载阻力后, 滑模控制下加入负载后对电机动子运行速度基本无明显影响; 而采用 PID 控制下负载阻力对动子速度的影响明显较大, 说明了改进后控制方法对负载阻力的抑制效果明显。

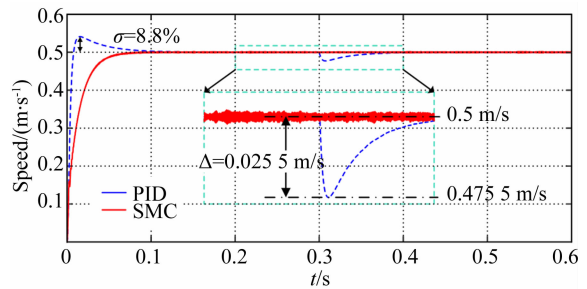


图 8 加入负载阻力后 PID 和 SMC 下的速度响应图

Fig. 8 Speed response of PID and SMC considering the load disturbance

由式(4)电机的运动学方程可知, 除了磁阻力及负载阻力等扰动力外, 动子质量和黏滞摩擦系数的变化对于电机控制性能也有直接的影响, 为验证滑模控制对参数摄动的抑制效果, 将动子质量和粘滞摩擦系数同时变为原来的 5 倍, 仿真得到 PID 控制和滑模控制下的速度响应曲线分别如图 9 和图 10 所示所示。由图可知, 传统 PID 控制对参数摄动的抑制效果较差, 超调量变大; 而采用滑模控制时, 参数摄动前后的速度响应曲线几

乎重合, 说明滑模控制对参数摄动具有较好的抑制效果。

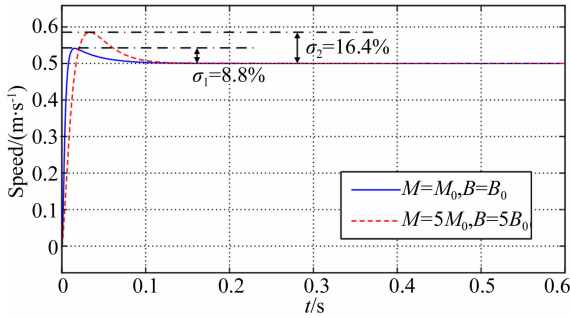


图 9 参数摄动时 PID 控制下的速度响应图
Fig. 9 Speed response on parameters perturbation of PID

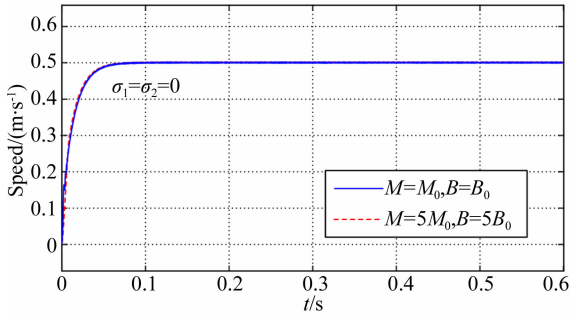


图 10 参数摄动时滑模控制下的速度响应图
Fig. 10 Speed response on parameters perturbation of SMC

为了削弱滑模产生的抖振现象, 将滑模切换控制部分的符号函数用饱和函数代替, 同时加入扰动观测器对扰动进行实时观测。所得系统速度响应放大后的波形如图 11 所示, 可以明显看出改进后的滑模控制抖振较之前下降了 90% 以上, 对抖振削弱效果显著。

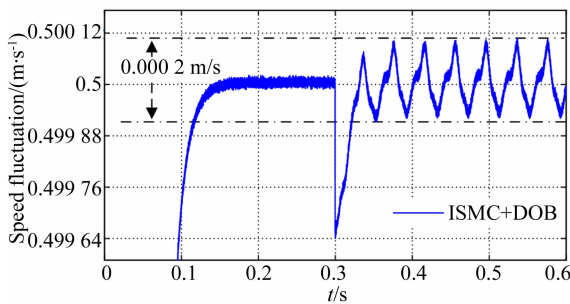


图 11 加入扰动观测器后的速度响应图
Fig. 11 Speed response of SMC+DOB

为了更直观地观察改进后控制方法对各种影响因素同时存在时的抑制效果, 在 0.3 s 时刻引入磁阻力、负载阻力及参数摄动。传统 PID 控制、滑模控制和加入扰动观测器的改进滑模控制三种控制方法下的速度响应曲线对比如图 12 所示, 显然加入扰动观测器后的改进滑模控制对直线电机控制系统中扰动力及参数摄动造成的速度波动具有更好的抑制效果。

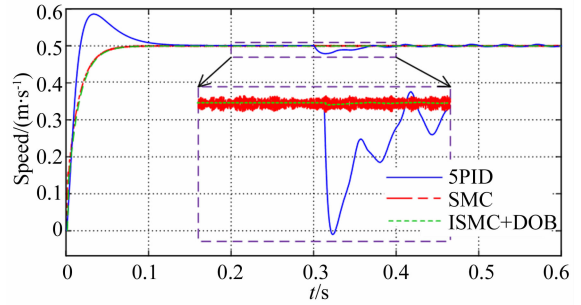


图 12 多影响因素下 PID、SMC 和 ISMC+DOB 速度响应
Fig. 12 Speed response of PID, SMC and ISMC+DOB under comprehensive influencing factors

4.2 定子退出定子阶段仿真

将电磁参数的解析表达式加入仿真模型中, 并采用抗饱和电流补偿器对速度进行补偿。从 $t = 0.35$ s 开始模拟定子退出定子过程。图 13 为退出阶段的定子磁链及同步电感近似变化图。

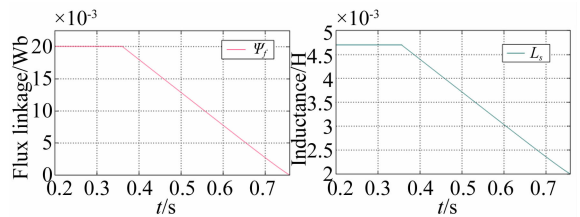


图 13 定子退出定子阶段磁链及同步电感变化图
Fig. 13 Diagram of flux linkage and synchronous inductance during exiting stator

定子退出定子阶段的速度变化如图 14 所示, 可以看出经过补偿后的定子速度在完全退出时下降幅度较小, 与期望速度的误差不足 0.01 m/s。若定子间隙足够光滑, 定子定子间隙的速度损失很小, 则定子进入下一定子时的速度将非常接

近期望速度,即速度会很快稳定至期望速度并维持该速度运行,提高运行效率。

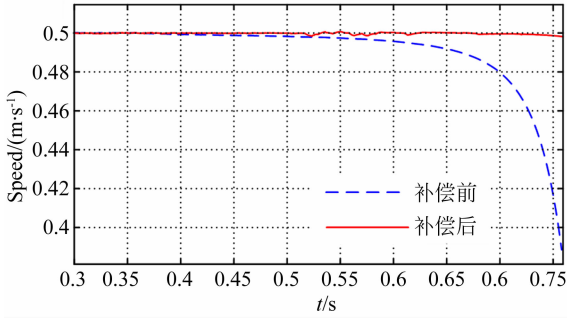


图 14 动子退出定子阶段速度下降响应曲线
Fig. 14 Speed response during exiting stator

5 实验验证及分析

为进一步验证控制系统的可行性,在定子分段式 PMLSM 进行了实验验证。实验中,电机的定子侧安装磁栅尺,动子上安装有磁栅读数头,以提供动子位置信息。实验平台及控制电路如图 15 所示。控制器采用 TMS320F28377S 作为数字信号处理单元,驱动电路芯片采用 DRV8301,开关频率设置为 10 kHz。由于实际控制系统中的磁阻力及各种参数变化是固有的,较难将其分割开来讨论。因此,对于完全耦合阶段,可通过各方法控制下系统达到稳态时的速度波动情况来验证改进方法对速度波动的抑制效果;而对于动子退出定子阶段,可通过动子最终退出时的速度与设定速度的接近程度来判断此阶段对速度波动的补偿效果。

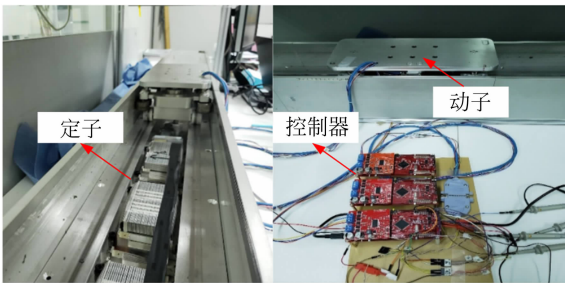


图 15 实验平台及控制电路

Fig. 15 Experimental platform and control circuit

将期望速度设为 0.5 m/s,得到传统 PID 控制、滑模控制、加入扰动观测器的改进滑模控制三

种方法下系统达到稳态时的速度波动结果如图 16 所示。由图可知,采用加入扰动观测器的改进滑模控制方法后,系统稳定时动子的速度波动最小,稳态误差约为 0.005 m/s,对系统受到的干扰抑制效果最好。

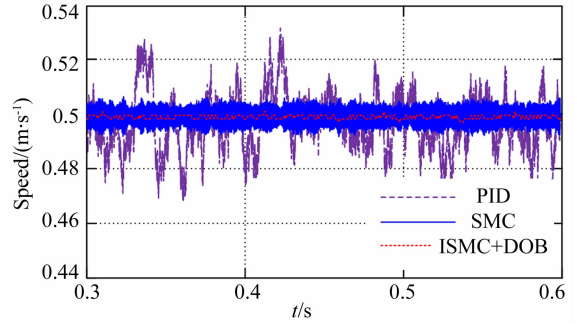


图 16 传统 PID,SMC,DOB+ISM 三种控制方法下系统达到稳态时的速度波动图

Fig. 16 Speed ripple diagram of PID,SMC and DOB+ISM control methods

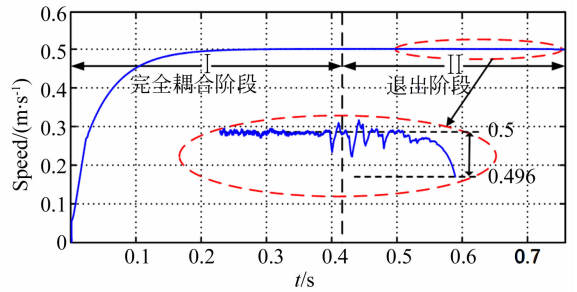


图 17 电机在整个运行过程中的速度波形图

Fig. 17 Speed of PMLSM during whole process

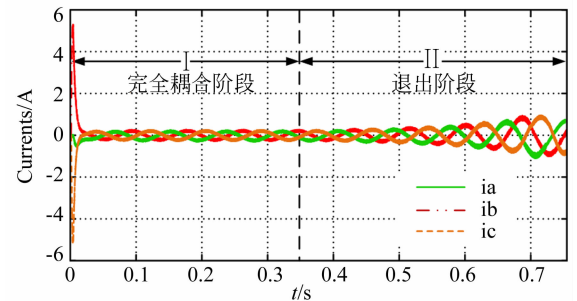


图 18 电机在整个过程中的电流波形图

Fig. 18 Currents of PMLSM during whole running process

将退出阶段的控制算法加入控制系统,得到动子的速度响应曲线如图 17 所示。图中 II 阶段

即为动子退出定子过程的速度变化曲线,可以看出退出阶段经补偿后,动子在完全退出定子时的速度为 0.46 m/s,与设定速度相差约 0.04 m/s,满足系统对于速度平稳性的要求。

图 18 为对应的电流波形图,从图中可以看出在 I 阶段速度达到设定值后电流幅值基本恒定,而在退出阶段,为了补偿因电磁参数变化导致的速度损失,电流幅值呈上升趋势,直至气隙磁场达到饱和,符合理论分析。

6 结 论

针对完全耦合阶段的速度波动,采用改进的

滑模控制器加扰动观测器的方法进行抑制;对于动子退出定子阶段,将电磁参数关于位置的关系加入电机模型中,保证电机模型的准确性,并通过电流对速度进行补偿。两种控制算法的切换通过定子端部的光电检测开关反馈的脉冲信号来实现。为了验证整个控制系统的有效性和可行性,建立了仿真模型并对仿真结果进行了分析。最后,通过实验验证了所采用方法对速度波动具有较好的抑制效果。实验结果表明:动定子完全耦合阶段,速度的精度达到 0.005 m/s,调节时间小于 0.3 s;退出过程速度下降不足 0.04 m/s,基本满足 PMLSM 用于长距离自动运输系统对于快速性、平稳性的要求。

参考文献:

[1] 焦留成,程志平. 永磁直线同步电动机特性及控制 [M]. 北京:科学出版社,2014.

JIAO L CH, CHENG ZH P. *Operating Characteristics and Control of Permanent Magnet Linear Synchronous Motor* [M]. Beijing: Science Press, 2014. (in Chinese)

[2] 张刚,刘品宽,张波,等. 直线电机精密定位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)

[3] 孟高军,袁野,孙玉坤,等. 带定位力补偿的扩张观测器磁通切换永磁直线电机无位置传感器控制策略[J]. 电工技术学报,2018,33(17): 4091-4101.

MENG G J, YUAN Y, SUN Y K, *et al.*. Extended state observer with cogging force compensation for sensorless control strategy of linear flux-switching permanent magnet machine[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2018, 33(17): 4091-4101. (in Chinese)

[4] 祝贺,张今朝,董睿,等. 绕组分段永磁直线同步电机无传感器控制[J]. 电工技术学报,2017,32(21): 65-76.

ZHU H, ZHANG J ZH, DONG R, *et al.*. Sensor-

less control of winding segmented permanent magnet linear synchronous motor[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2017, 32(21): 65-76. (in Chinese)

[5] 文通,李宏敏,李海涛,等. 基于参数预标定的长行程 PMLSM 无传感器控制 [J]. 光学精密工程,2019,27(3): 109-119.

WEN T, LI H M, LI H T, *et al.*. Sensorless control of long-distance PMLSM based on parameters pre-calibration[J]. *Opt. Precision Eng.*, 2019, 27(3): 109-119. (in Chinese)

[6] MUHAMMAD A M C, JOHN E F, XIAO D, *et al.*. A linear quadratic regulator-based optimal direct thrust force control of linear permanent-magnet synchronous motor[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2016, 63(5): 2722-2733.

[7] YAO Y, CHEN Y, LU Q, *et al.*. Analysis of Thrust Ripple of Permanent Magnet Linear Synchronous Motor with Skewed PMs[C]. *International Conference on Electrical Machines & Systems. IEEE*, 2016.

[8] 于立娟,秦平,李登举,等. 永磁直线同步电动机推力波动分析及抑制方法综述[J]. 微特电机,2014,42(7): 33-36.

YU L J, QIN P, LI D J, *et al.*. Review on analysis and suppression methods of thrust ripple of permanent magnet linear synchronous motor[J]. *Small & Special Electrical Machines*, 2014, 42(7): 33-36. (in Chinese)

- [9] 马立, 王敬萍, 李丰甜, 等. 精密定位系统的摩擦力建模与补偿[J]. 光学 精密工程, 2019, 27(1): 121-128.
MA L, WANG J P, LI F T, *et al.*. Friction modeling and compensation of precision position system [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2019, 27(1): 121-128.
- [10] SOUISSI A, ABDENNADHER I, *et al.*. An Approach to Reduce the Cogging Force in Tubular Linear PM Synchronous Machines[C]. *Tenth International Conference on Ecological Vehicles & Renewable Energies*, 2015.
- [11] 罗宏浩, 吴峻, 常文森. 动磁式永磁无刷直流直线电机的齿槽力最小化[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(6): 12-16.
LUO H H, WU J, CHANG W S. Minimization of cogging force in moving magnet type PMLDCLM [J]. *Proceedings of The Chinese Society for Electrical Engineering*, 2007, 27(6): 12-16. (in Chinese)
- [12] 曾岳南, 彭瑞, 汤键, 等. 基于 BP 神经网络的直线电机推力波动抑制研究[J]. 电力电子技术, 2015, 49(5): 28-30.
ZENG Y N, PENG R, TANG J, *et al.*. Strategy to restrain force ripple of linear motor based on BP neural network[J]. *Power Electronics*, 2015, 49(5): 28-30. (in Chinese)
- [13] 赵国新, 王超, 刘华. 圆筒永磁直线电机设计及推力波动研究[J]. 微电机, 2017, 50(11): 6-9.
ZHAO G X, WANG CH, LIU H. Design and research on thrust fluctuation of tubular permanent magnet linear motors[J]. *Micromotors*, 2017, 50(11): 6-9. (in Chinese)
- [14] 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)
- [15] 穆海华, 周云飞, 严思杰. 基于 PID 与 cogging 力补偿的直线电动机控制[J]. 微电机, 2007, 40(10): 48-51.
MU H H, ZHOU Y F, YAN S J. Accurate control of linear motor based on PID position/force control and cogging force compensation[J]. *Micromotors*, 2007, 40(10): 48-51. (in Chinese)
- [16] 刘京, 李洪文, 邓永停. 基于扰动观测器的永磁同步电机电流环自适应滑模控制[J]. 光学 精密工程, 2017, 25(5): 1229-1241.
LIU J, LI H W, DENG Y T. Current adaptive sliding mode control based on disturbance observer for permanent magnet synchronous motor [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2017, 25(5): 1229-1241. (in Chinese)
- [17] 邵能, 杨家军, 汤双清, 等. 组合式永磁同步直线电机端部效应力研究[J]. 三峡大学学报, 2018, 40(1): 75-79.
XI N, YANG J J, TANG SH Q, *et al.*. Research on end effect force for combined type permanent magnet linear synchronous motors [J]. *Journal of China Three Gorges University*, 2018, 40(1): 75-79. (in Chinese)
- [18] 李立毅, 祝贺, 刘家曦, 等. 初级绕组分段永磁直线电机段间推力优化控制[J]. 电机与控制学报, 2014, 18(4): 79-87.
LI L Y, ZHU H, LIU J X, *et al.*. Optimal inter-segment thrust control applied in primary winding segmented PMLSM [J]. *Electric Machines and Control*, 2014, 18(4): 79-87. (in Chinese)
- [19] 袁雷, 胡冰新, 魏克银, 等. 现代永磁同步电机控制原理及 MATLAB 仿真[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2016.
YUAN L, HU B X, WEI K Y, *et al.*. Modern Permanent Magnet Synchronous Motor Control Principle and MATLAB Simulation [M]. Beijing: Beijing University of Aeronautics and Astronautics Press, 2016. (in Chinese)
- [20] 刘金钺. 滑模变结构控制 MATLAB 仿真 [M]. 北京: 清华大学出版社, 2012.
LIU J K. *MATLAB Simulation for Sliding Mode Control* [M]. Beijing: TSINGHUA UNIVERSITY PRESS, 2012. (in Chinese)
- [21] 刘京, 李洪文, 邓永停. 基于新型趋近律和扰动观测器的永磁同步电机滑模控制[J]. 工程科学学报, 2017, (6): 126-137.
LIU J, LI H W, DENG Y T. PMSM sliding mode control based on novel reaching law and disturbance observer [J]. *Chinese Journal of Engineering*, 2017, (6): 126-137. (in Chinese)
- [22] HUANG X Z, LIANG J, ZHOU B, *et al.*. Sup-

pressing the thrust ripple of the consequent-pole permanent magnet linear synchronous motor by two-step design[J]. *IEEE Access*, 2018, 6:32935-32944.

[23] DU B C, WU S P, HAN S L, *et al.*. Application

of linear active disturbance rejection controller for sensorless control of internal permanent-magnet synchronous[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2016, 63(5): 3019-3027.

导师简介:



文 通(1983—),男,湖南衡阳人,博士,讲师,2005年,2012年于北京航空航天大学分别获得学士、博士学位,主要从事磁悬浮惯性执行机构、磁悬浮稳定平台、直线电机控制研究。E-mail: wentong@buaa.edu.cn

通讯作者:



张思磊(1994—),男,陕西咸阳人,硕士研究生,2017年于南京航空航天大学获得学士学位,主要从事电机控制方面的研究。E-mail: zhangsilei@buaa.edu.cn