

基于改进滑模速度控制器的永磁直线同步电机直接推力控制*

向 凡, 许鸣珠

(石家庄铁道大学 机械工程学院, 河北 石家庄 050043)

摘 要: 针对永磁直线同步电机(PMLSM)直接推力控制中存在的超调量大、抗负载扰动能力差、响应速度慢等问题,提出了一种改进的滑模控制速度调节器。该算法中滑模控制趋近律的设计在等速趋近律的基础上引入加权积分型增益的趋近律,能有效避免系统不在滑动模态阶段时切换增益的增大。仿真结果表明:与传统PI速度控制相比,采用改进后的滑模速度控制器应用在PMLSM直接推力控制系统中,系统速度在负载变化时的响应时间缩短、抗扰动能力明显提升,增强了PMLSM推力响应的抗扰动性能。

关键词: 永磁直线同步电机; 加权积分型增益趋近律; 滑模控制; 直接推力控制

中图分类号: TM 341 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2019)06-0038-06

Direct Thrust Control of Permanent Magnet Linear Synchronous Motor Based on Improved Sliding Mode Speed Controller*

XIANG Fan, XU Mingzhu

(School of Mechanical Engineering, Shijiazhuang Tiedao University, Shijiazhuang 050043, China)

Abstract: An improved sliding mode control speed regulator was proposed for permanent magnet linear synchronous motor (PMLSM) direct thrust control system which had the defects such as large overshoot, poor load disturbance resistance, slow response and so on. The weighted integral gain reaching law was combined with the constant speed reaching law to reduce the increase of the switching gain when the system was not in the sliding mode phase. The simulation compared with PI controller showed that the response time of the system speed under load change was shortened, and the anti-disturbance ability was improved obviously when the improved sliding mode speed controller was applied to the PMLSM direct thrust control system.

Key words: permanent magnet linear synchronous motor (PMLSM); weighted integral gain reaching law; sliding mode control; direct thrust control

0 引 言

永磁直线同步电机(PMLSM)兼具永磁电机高效节能和直线电机的特色,具有结构简单、推力体积比大、响应迅速、效率高等优点,逐渐在精密机床、军事领域、交通运输、工业传输和自动化等行业受到重视^[1]。PMLSM机械结构特殊,无中间传动机构,直接产生直线运动,能大幅度减少机械

损耗。但是,直线电机驱动系统的参数变化和负载扰动等不确定因素所带来的影响都将直接反应到控制中^[2],因此PMLSM对控制策略的要求比旋转电机更高。在PMLSM直接推力控制系统中,速度调节器一般采用常规PID控制,但PMLSM运行时,次级、初级位置相对在时刻变化,磁路结构和电机参数也发生变化^[3],且直接推力存在的磁链和推力脉动问题,使得常规PID对调

* 基金项目: 国家自然科学基金面上项目(11472180)

作者简介: 向 凡(1993—),男,硕士研究生,研究方向为控制理论与电机控制。

许鸣珠(1967—),女,教授,硕士生导师,研究方向为控制理论与控制工程。

速系统的精准性和快速性控制稍显不足^[4-5]。

文献[6]提出一种基于不匹配干扰观测器的新型滑模控制策略,使电机速度快速跟随且无超调。文献[7]设计了自适应反推滑模控制和多阶段速度规划相结合控制,保证了系统的鲁棒性和快速跟踪性。文献[8]通过在滑模变结构控制器中快速幂次趋近律基础上加入指数项和系统状态变量来解决趋近速度慢和指数项带来的抖振问题。文献[9]采用鲁棒滑模控制和自适应控制相结合,解决 PMLSM 参数不确定和外部扰动带来系统抗扰动性能不佳的问题。文献[10]针对电机的速度环路设计了积分型终端滑模控制器,以保证电机反馈速度信号在有限时间内收敛到给定信号。上述控制方法虽然取得了较好的控制效果,但通常应用于电机调速的矢量控制系统,在 PMLSM 直接推力控制系统中,由于直接推力控制难以避免推力脉动问题使得负载扰动增强,因此其对调速系统的抗扰动能力和快速响应提出了更高的要求。

针对 PMLSM 直接推力控制系统中推力响应快、参数变化、负载扰动等造成的推力和速度控制的脉动及抗扰动性弱等问题,本文提出了一种改进的滑模控制速度调节器,代替传统 PI 速度调节器。在趋近律的设计上,将等速趋近律和加权积分型增益的趋近律相结合。改进滑模控制在滑动模态阶段,当滑模面函数趋近于零时,其积分也趋近于零,引入积分型增益的滑模控制器即在增益项中包含切换函数的积分绝对值,使得滑模面函数趋近于零时,切换项的增益也趋近于零,从而消除抖振;当不在滑动模态阶段,滑模面函数值较大,其积分也较大,导致切换项的增益较大,抖振严重,此时在增益项中引入负的加权值 K_f ,有效避免当系统不在滑动模态阶段时切换项增益的增大。为了进一步减小 PMLSM 直接推力控制的推力和速度的脉动,把空间电压矢量脉宽调制(SVPWM)技术引入 PMLSM 直接推力控制系统,进行仿真分析。仿真结果表明:引入改进的滑模速度控制器在 PMLSM 直接推力控制系统中,系统速度响应相比常规 PI 速度控制器,具有响应快、超调小、抗负载扰动能力强等优点。

1 PMLSM 数学模型

本文控制系统采用单边结构长次级短初级的动初级式 PMLSM。两相旋转 dq 坐标系下的 PMLSM 电压方程^[11]为

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + p\psi_d - \frac{\pi}{\tau} v \psi_q \\ u_q = R_s i_q + p\psi_q + \frac{\pi}{\tau} v \psi_d \end{cases} \quad (1)$$

式中: u_d, u_q —— d, q 轴电压;

R_s ——每相绕组电阻;

i_d, i_q —— d, q 轴电流;

p ——微分算子;

ψ_d, ψ_q —— d, q 轴磁链;

τ ——极距;

v ——次级运动速度。

磁链方程为

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

式中: L_d, L_q —— d, q 轴电感;

ψ_f ——次级永磁体磁链。

PMLSM 状态方程为

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} \frac{\pi}{\tau} v i_q + \frac{u_d}{L_d} \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{L_d}{L_q} \frac{\pi}{\tau} v i_d - \frac{R_s}{L_q} i_q + \frac{u_q}{L_q} - \frac{\psi_f}{L_q} \frac{\pi}{\tau} v \end{cases} \quad (3)$$

PMLSM 电磁推力为

$$F_{em} = p_n \frac{3\pi}{2\tau} [\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (4)$$

对于隐极型 PMLSM,满足条件 $L_d = L_q = L_s$,其电磁推力可简化为^[12]

$$F_{em} = p_n \frac{3\pi}{2\tau} \psi_f i_q = p_n \frac{3\pi}{2\tau} \frac{1}{L_s} \psi_f |\psi_s| \sin \delta \quad (5)$$

式中: p_n ——极对数;

$|\psi_s|$ ——初级绕组磁链幅值;

δ ——初级绕组磁链和次级永磁体磁链之间的夹角,称功角或者负载角。

PMLSM 机械运动平衡方程为

$$M \frac{dv}{dt} = F_{em} - f - Bv \quad (6)$$

式中: M ——运动部分质量;

f ——负载;

B ——黏性摩擦因数。

2 改进滑模变结构控制器设计

2.1 改进趋近律滑模控制的提出与分析

滑模控制是变结构控制系统的一种控制策略,与常规 PID 控制的根本区别在于控制的不连续性。这种不连续性使得控制系统具有对参数变化及扰动不敏感、无需对系统参数在线辨识、响应速度快等优点,但是这种不连续表现的开关特性会造成系统的抖振。

滑模控制的优点在于滑动模态的可设计性且与系统参数及扰动无关, PMLSM 直接推力控制系统中,电机参数的变化和推力脉动可看作系统扰动,设计合适的滑动模态,使得系统具有较强的鲁棒性。一般的滑模控制只考虑在满足稳定性条件的情况下能够趋近滑模面,对于以何种方式趋近并不关心,而趋近律控制可以保证趋近运动的动态品质。针对带有不确定和外加干扰的系统,一般的控制律采用等效控制及切换控制。为了减小、消除抖振,在等速趋近律的基础上引入加权积分型增益,其中积分项的引入可以消除外部扰动带来的稳态误差,负的加权值保证趋近模态时切换项增益不会持续增大^[13-14]。

以式(7)所示的典型系统为例,对在等速趋近律的基础上引入加权积分型增益的混合趋近律进行分析研究:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} \quad (7)$$

定义滑模面的函数为

$$s = \mathbf{Cx} \quad (8)$$

其中, $\mathbf{A}$ 、 $\mathbf{B}$ 、 $\mathbf{C}$ 均为不依赖状态 $\mathbf{x}$ 和输入 u 的系数矩阵, $\mathbf{C}$ 满足滑模稳定条件,且 $\mathbf{CB} > 0$ 。

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} a_{11} & \cdots & a_{1n} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ a_{n1} & \cdots & a_{nn} \end{bmatrix}; \mathbf{B} = \begin{bmatrix} b_{11} & \cdots & b_{1n} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ b_{n1} & \cdots & b_{nn} \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} c_{11} & \cdots & c_{1n} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ c_{n1} & \cdots & c_{nn} \end{bmatrix}。$$

定义 Lyapunov 函数为

$$V = \frac{1}{2}s^2 \quad (9)$$

则:

$$\dot{V} = s\dot{s} = s\mathbf{C}(\mathbf{Ax} + \mathbf{Bu}) \quad (10)$$

滑模面以外的任意点可以在有限时间内到达滑模面的条件为

$$\dot{V} = s\dot{s} < 0 \quad (11)$$

当 $\dot{s} = 0$, 系统达到理想的滑动模态控制时, u 的解 u_{eq} 为系统在滑动模态区内的等效控制。

$$u_{eq} = -(\mathbf{CB})^{-1}\mathbf{CAx} \quad (12)$$

引入加权积分型增益后,新的控制律设计为

$$u = u_{eq} + u_d \quad (13)$$

其中:

$$\begin{cases} u_d = -K_s \text{sgn}(s) - K_w |\rho| \text{sgn}(s) \\ \rho = \int_0^t (K_i \rho + s) dt \end{cases},$$

$$K_w > 0, K_i < 0, K_s > |(\mathbf{CB})^{-1}\mathbf{CAx}|。$$

在积分项 ρ 的构造表达式中,当 $\rho > 0$ 时, $K_i \rho < 0$; $\rho < 0$ 时, $K_i \rho > 0$ 。这样在积分项中加入负的权值,动态的使系统不在滑模阶段时切换增益不会持续增大,维持在较低水平,从而消除抖振。

将控制律式(13)代入式(10),得:

$$\begin{aligned} \dot{V} = s\dot{s} &= s\mathbf{C}(\mathbf{Ax} + \mathbf{Bu}) = s\mathbf{CAx} + s\mathbf{CB}u = \\ &= s\mathbf{CAx} + s\mathbf{CB}[-(\mathbf{CB})^{-1}\mathbf{CAx} - K_s \text{sgn}(s) - \\ &K_w |\rho| \text{sgn}(s)] = -K_w \mathbf{CB} |\rho| |s| - K_s \mathbf{CB} |s| < 0 \end{aligned} \quad (14)$$

由 Lyapunov 稳定性定理可知新型混合趋近律的控制器是渐进稳定的。

2.2 滑模速度控制器的设计

对于隐极型 PMLSM,满足条件 $L_d = L_q = L_s$,对 PMLSM 采取直接推力控制方法,经过简单处理,可得:

$$\begin{cases} \frac{di_q}{dt} = -\frac{L_d}{L_q} \frac{\pi}{\tau} v i_d - \frac{R_s}{L_q} i_q + \frac{u_q}{L_q} - \frac{\psi_f}{L_q} \frac{\pi}{\tau} v \\ \frac{dv}{dt} = \frac{1}{M} \left(p_n \frac{3\pi}{2\tau} \psi_f i_q - f \right) \end{cases} \quad (15)$$

定义 PMLSM 系统的状态变量:

$$\begin{cases} x_1 = v^* - v \\ x_2 = \dot{x}_1 = -\dot{V} \end{cases} \quad (16)$$

式中: v^* ——电机的给定速度,一般为常量。

对式(16)求导,得:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\dot{V} = -\frac{1}{M} \left(p_n \frac{3\pi}{2\tau} \psi_f i_q - f \right) \\ \dot{x}_2 = \ddot{x}_1 = -\ddot{v} = -\frac{1}{M} p_n \frac{3\pi}{2\tau} \psi_f \dot{i}_q \end{cases} \quad (17)$$

定义 $u = i_q$, $D = \frac{1}{M} p_n \frac{3\pi}{2\tau} \psi_f$, 则式(17)可写成:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -D \end{bmatrix} u \quad (18)$$

定义滑模面函数:

$$s = cx_1 + x_2 \quad (19)$$

式中: c ——待设计参数, $c > 0$ 。

对式(19)求导, 可得:

$$\dot{s} = cx_1 + \dot{x}_2 = cx_2 - Du \quad (20)$$

改进控制律用等速趋近律与加权积分型增益相结合, 可得:

$$u = \frac{1}{D} [cx_2 + K \operatorname{sgn}(s) + K_w |\rho| \operatorname{sgn}(s)] \quad (21)$$

可得:

$$i_q^* = \frac{1}{D} \int [cx_2 + K \operatorname{sgn}(s) + K_w |\rho| \operatorname{sgn}(s)] dt \quad (22)$$

由直接推力控制系统设计, 速度调节器输出为给定推力, 即:

$$F_{em}^* = p_n \frac{3\pi}{2\tau} \psi_f i_q^* = \frac{1}{D} p_n \frac{3\pi}{2\tau} \psi_f \int [cx_2 + K \operatorname{sgn}(s) + K_w |\rho| \operatorname{sgn}(s)] dt \quad (23)$$

3 系统仿真分析

利用 MATLAB/Simulink 仿真平台搭建 PMLSM 直接推力控制系统。在直接推力控制中, 取消磁链和推力滞环调节模块与开关表选择模块, 利用 SVPWM 调制合成的参考空间电压矢量去控制逆变器脉冲宽度调制(PWM)的输出, 来减小推力和磁链脉动问题。图1所示为 PMLSM 直接推力控制系统结构框图。

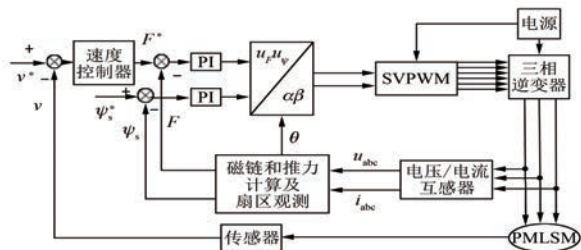


图1 PMLSM 直接推力控制系统结构框图

在控制系统中, 速度调节器的作用是根据给定速度和 PMLSM 实际速度进行调节, 输出作为直接推力控制模块的推力给定值, 其控制性能的优劣对整个电机控制性能影响重大。速度调节器分别采用传统 PI 控制和改进滑模变结构控制进行了 PMLSM 在空载起动加载和带负载起动减速的两种不同运行状态下的对比仿真。

仿真用 PMLSM 参数为: 直流电压 $U_{dc} = 300$ V, 初级质量 $M = 30$ kg, 绕组电阻 $R_s = 3.54 \Omega$, 永磁体磁链 $\psi_f = 0.28$ Wb, d 、 q 轴电感 $L_d = L_q = 0.0086$ H, 极对数 $p_n = 3$, 极距 $\tau = 0.032$ m, 黏性摩擦因数 $B = 0.1$ 。改进滑模控制器参数设置为: $c = 50$, $K = 600$, $K_w = 5$, $K_f = -5$ 。

为了充分验证改进滑模速度控制器在 PMLSM 直接推力控制系统的控制性能, 仿真过程包括了从空载起动到达稳态后突加负载和带负载稳态运行后速度突减两种运行状态, 即状态 1: 仿真时间 2 s, 给定参考速度 $v^* = 0.32$ m/s (5 Hz), 初级磁链给定值 $\psi_s^* = 0.28$ Wb, PMLSM 空载起动, 1 s 后加载 100 N; 状态 2: 仿真时间 2 s, 给定参考速度 $v^* = 0.32$ m/s, 给定参考初级磁链幅值 $\psi_s^* = 0.28$ Wb, 带负载 100 N 起动, 1 s 后减速至 0.192 m/s (3 Hz)。

状态 1 运行时, 对速度调节器分别采用 PI 与改进滑模速度控制, PMLSM 直接推力控制系统的推力响应曲线和速度响应曲线分别如图 2~图 5 所示。状态 2 运行时, 系统的推力响应曲线和速度响应曲线分别如图 6~图 9 所示。

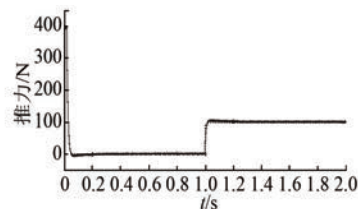


图2 状态1 PI速度调节器控制的系统推力曲线

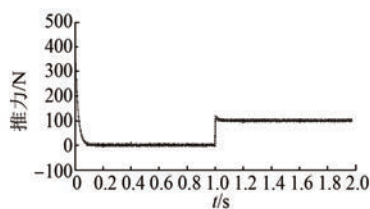


图3 状态1改进滑模速度调节器控制的系统推力曲线

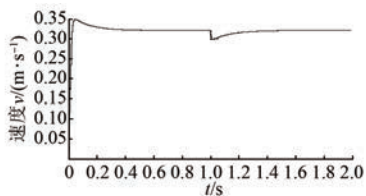


图4 状态1 PI速度调节器控制的系统速度曲线

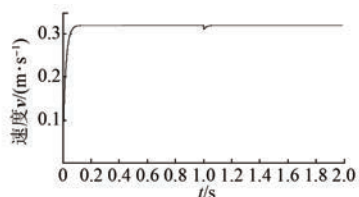


图5 状态1改进滑模速度调节器控制的系统速度曲线

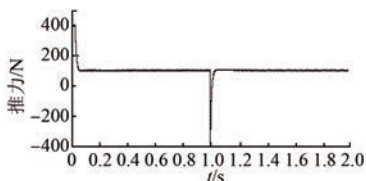


图6 状态2 PI速度调节器控制的系统推力曲线

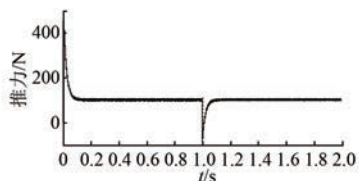


图7 状态2改进滑模速度调节器控制的系统推力曲线

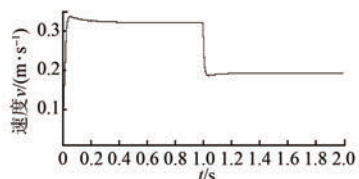


图8 状态2 PI速度调节器控制的系统速度曲线

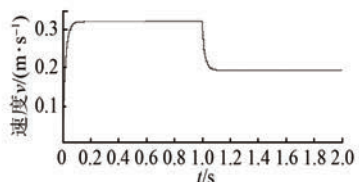


图9 状态2改进滑模速度调节器控制的系统速度曲线

由图2~图5可知,传统PI速度控制速度、推力曲线在0.06 s时到达稳态,1.00 s时,负载由空载加载到100 N,PMLSM的控制系统在1.05 s时到达给定值,且推力的波动约在 ± 4 N,系统的速度响应有8.75%的超调量,且在0.60 s时才达到速度给定值0.32 m/s,当1.00 s时负载变化时,速度曲线也发生扰动,直到1.50 s时重新达到给定值,扰动的最低值为0.297 5 m/s,即速度最大偏离值为0.022 5 m/s;采用改进滑模速度控制器后,控制系统的推力响应在0.10 s时达到稳定状态,1.00 s时突加100 N负载,1.03 s时即可达到给定值,且推力波动约为 ± 4 N,系统的速度曲线无超调,0.15 s时即可达到给定值0.32 m/s,1.00 s加载时,1.08 s时即可重新达到给定值,且最低扰动速度值为0.31 m/s,即速度最大偏离值为0.01 m/s。由此可得,采用滑模速度控制时,相较于PI速度控制,速度曲线消除了超调量,系统到达稳态的时间缩短至原来的1/4,抗负载扰动能力大大提升,突然加载时,重新回到速度给定值的时间也缩短至PI控制时的约1/6,且扰动程度大幅度减小。推力的性能控制在状态1运行时大致相当。

由图6~图9可知,当系统带额定负载起动运行,1.00 s时由0.320 m/s减速至0.192 m/s,PI速度控制时,推力曲线在0.06 s时达到稳态,1.00 s时系统减速,负载发生扰动,1.05 s时重新回到给定值,扰动值最低为-400 N,且系统推力输出波动约为 ± 3 N,而速度曲线,有4.69%的超调量,0.50 s时达到给定速度0.320 m/s,1.00 s时减速,约1.40 s时达到给定减速值,且减速的最低值为0.185 m/s。采用改进滑模控制时,0.10 s时即可达到给定参考值0.320 m/s,1.00 s时减速至0.192 m/s,1.15 s时达到给定减速值,且减速范围为0.320~0.192 m/s,系统的推力曲线0.10 s后达到稳态,1.00 s时速度发生改变,推力曲线相应发生波动,1.06 s后重新回到给定值,最低推力波动为-100 N。由此可以分析出,PMLSM在状态2运行时,采用滑模速度控制时,相较于PI速度控制,速度曲线无超调,达到稳态时间缩短为原来的约1/3,减速时,重新达到速度稳态的时间仅为原来的30%;系统推力曲线,速度发生扰动时,改进滑模控制的速度扰动的程度比PI控制情况下减少了75%。

由 PMLSM 在两种不同状态的运行状态下,采用改进滑模速度控制相比常规 PI 速度控制, PMLSM 直接推力控制系统中,系统的速度控制性能在快速跟随和抗负载扰动上均优于传统 PI 控制,在系统推力响应中,改进的滑模控制在稳态时对推力波动的抑制效果和 PI 控制相当,但速度改变时,负载抗扰动能力提高了 3 倍。

4 结 语

本文针对 PMLSM 直接推力控制中传统 PI 速度调节器存在的超调量大、抗负载扰动能力差、响应速度慢等问题,提出了一种基于等速趋近律和加权积分型增益相结合的滑模变结构控制器。并针对传统直接推力控制中推力和磁链滞环控制带来的系统输出脉动问题,采用 SVPWM 模块选择电压参考矢量,并且利用 MATLAB/Simulink 仿真平台进行研究分析。仿真结果表明:采用改进滑模控制的 PMLSM 直接推力控制系统的速度响应相较于传统 PI 控制,无超调,快速性和跟随性更强,抗负载扰动能力明显提升,推力响应对速度的扰动稳定性更优。

【参 考 文 献】

- [1] TING C S, CHANG Y N, SHI B W, et al. Adaptive backstepping control for permanent magnet linear synchronous motor servo drive [J]. IET Electric Power Applications, 2015, 9(3): 265.
- [2] 李月凡. 永磁直线同步电机直接转矩控制系统的研究与实现[D]. 上海: 上海电机学院, 2016.
- [3] 张可明. 基于模糊-PID 的永磁同步直线电机控制方法研究[D]. 长春: 长春工业大学, 2018.
- [4] 车志远, 陈军强, 杨春雨, 等. 永磁直线同步电机滑

模控制系统[J]. 电机与控制应用, 2017, 44(10): 8.

- [5] 蔡满军, 赵晓东, 于彬, 等. 带跟踪微分器的永磁直线同步电机的 PID 神经网络控制[J]. 电机与控制应用, 2017, 44(2): 18.
- [6] 周华伟, 于晓东, 高猛虎, 等. 基于不匹配干扰观测器的圆筒型永磁直线电机新型滑模速度控制[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(7): 2163.
- [7] 赵希梅, 吴勇慷. 基于多阶段速度规划的 PMLSM 自适应反推滑模控制[J]. 电工技术学报, 2018, 33(3): 662.
- [8] 戴鹏, 徐楠, 谢后晴, 等. 永磁同步电机调速系统的快速幂次趋近律控制[J]. 电机与控制学报, 2017, 21(11): 32.
- [9] PANAH P G, ATAIEI M, MIRZAEIAN B, et al. A robust adaptive sliding mode control for PMLSM with variable velocity profile over wide range[J]. Research Journal of Applied Sciences, Engineering and Technology, 2015, 10(9): 997.
- [10] 陈东博. 基于积分型终端滑模控制的永磁同步电机伺服控制系统研究[D]. 合肥: 合肥工业大学, 2018.
- [11] 王旭. 永磁同步直线电机推力波动优化及驱动器设计[D]. 芜湖: 安徽工程大学, 2017.
- [12] 马桂新. 永磁直线同步电机无速度传感器直接推力控制方法研究[D]. 沈阳: 沈阳工业大学, 2017.
- [13] 焦尚彬, 席振强, 刘丁, 等. 基于带积分项的模糊滑模超导电源控制器研究[J]. 电力电子技术, 2018, 52(10): 93.
- [14] 牛雪梅, 高国琴, 鲍智达, 等. 基于加权积分增益的温室移动机器人滑模控制研究[J]. 控制工程, 2013, 20(6): 1203.

收稿日期: 2019-01-30

声 明

本刊已许可万方数据、重庆维普、中国学术期刊(光盘版)电子杂志社、北京世纪超星信息技术发展有限责任公司在其网站及其系列数据库产品中以数字化方式复制、汇编、发行、信息网

络传播本刊全文。该社著作权使用费与本刊相关费用抵消。如作者不同意文章被收录,请在来稿时向本刊声明,本刊将做适当处理。

《电机与控制应用》编辑部