

本文全文线上首发由
上海电机系统节能工程技术
研究中心有限公司
支持

白喜强,崔皆凡,金少山.
改进变指数趋近律直线伺服系
统位置滑模控制.
电机与控制应用,2021,48(8):22.



SEARI
上電科

NCMS
上科电机

www.nems.com.cn

掌握电机行业制造核心技术,
辐射智能制造产业发展



· 业务范围 ·



异步电机装配线



永磁电机装配线



悬挂链电机喷漆线

上海电机系统节能工程技术研究中心有限公司 www.nems.com.cn

地址: 上海市武宁路505号 手机: 18918357509 电话: 021-62574990-436

传真: 021-62163904 邮箱: wangcj@seari.com.cn

改进变指数趋近律直线伺服系统位置滑模控制

白喜强, 崔皆凡, 金少山

(沈阳工业大学 电气工程学院, 辽宁 沈阳 110000)

摘要: 永磁同步直线电机(PMSLM)直接驱动负载运动,电机性能易受内外界扰动影响,使电机控制性能变差。滑模控制(SMC)是一种不连续性控制,具有良好的鲁棒性能,但传统滑模本身存在抖振问题。针对这一问题,设计了一种改进的SMC,在指数趋近律的基础上引入状态变量的变指数积分幂次项、幂次趋近律和饱和函数,实现PMSLM位置SMC,有效地减小了滑模引起的抖振问题。采用扩张状态观测器(ESO)实时观测负载扰动,通过调整控制量来减小滑模变结构中的趋近律参数,达到改善电机控制性能的目的。

关键词: 永磁同步直线电机(PMSLM);滑模变结构;改进变指数趋近律;扩张状态观测器(ESO);抖振

中图分类号: TM 359.4 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2021)08-0022-06

doi: 10.12177/emca.2021.062

Position Sliding Mode Control of Linear Servo System with Improved Variable Exponential Reaching Law

BAI Xiqiang, CUI Jiefan, JIN Shaoshan

(School of Electrical Engineering, Shenyang University of Technology, Shenyang 110000, China)

Abstract: Permanent magnet synchronous linear motor (PMSLM) drives the load directly, and the motor performance is easily affected by internal and external disturbances, which makes the control performance poor. Sliding mode control (SMC) is a kind of discontinuous control with good robustness, but the chattering problem exists in traditional sliding mode. Aiming at this problem, an improved SMC is designed. Based on the exponential reaching law, the variable exponential integral power term, the power reaching law and the saturation function of state variables are introduced to realize the position SMC of PMSLM, and the chattering caused by the sliding mode is effectively reduced. The extended state observer (ESO) is used to observe the external load disturbance in real time, and the reaching law parameter in the sliding mode variable structure is reduced by adjusting the control quantity, so as to improve the control performance of the motor.

Key words: permanent magnet synchronous linear motor (PMSLM); sliding mode variable structure; improved variable exponential reaching law; extended state observer (ESO); chattering

0 引言

近年来,永磁同步直线电机(PMSLM)得到了快速发展,尤其广泛应用于数控机床、数字化生产线等高精密的工业领域^[1-2]。但直线电机直接带动负载运动,电机性能易受负载变化影响,且电机运行时受参数变化以及一些非线性因素的影响,

使得提高电机性能难度大。传统的PID控制难以满足高性能控制的要求^[3]。因此,需要设计一种控制器使系统具有较强的鲁棒性以及较高的响应速度。

滑模控制(SMC)本质上是一类特殊的非线性控制,其非线性表现为控制的不连续^[4]。其结构简单,具有很强的鲁棒性,然而,在电机起动过程

收稿日期: 2021-04-02; 收到修改稿日期: 2021-06-11

作者简介: 白喜强(1997—),男,硕士研究生,研究方向为特种电机及其控制。

中 SMC 需要较长的时间才能使系统达到稳定状态,而且还存在抖振现象^[5]。文献[6]采用加权积分增益与指数趋近律结合来减小抖振加快响应速度,但其抑制抖振效果不好。文献[7]设计了新的滑模趋近律,并且与模糊控制结合来减小滑模抖振,但其稳态时速度响应仍存在明显抖振。文献[8]采用线性矩阵不等式(LMI)来设计滑模等效控制律,并用扩张状态观测器(ESO)对各种干扰进行实时估计补偿,来增强系统鲁棒性。文献[9]通过对滑模趋近律进行改进以提高电机参数变化的鲁棒性。文献[10]在传统指数趋近律的基础上引入双曲正切函数、终端吸引子等来削弱抖振水平。

为了改善 PMSLM 的控制性能,减小滑模变结构控制引起的抖振问题。本文设计了基于 ESO 的改进变指数趋近律位置 SMC。在传统指数趋近律的基础上,引入状态变量变指数积分幂次项、幂次趋近律和饱和函数,有效地减小滑模引起的抖振问题,提高了电机稳定性。引入了 ESO,对外界负载扰动进行实时观测,增强系统鲁棒性。

1 PMSLM 数学模型

基于 d - q 坐标系下 PMSLM 的数学模型:

$$u_d = R_s i_d + p\psi_d - \omega\psi_q \quad (1)$$

$$u_q = R_s i_q + p\psi_q + \omega\psi_d \quad (2)$$

$$\psi_d = L_d i_d + \psi_f \quad (3)$$

$$\psi_q = L_q i_q \quad (4)$$

式中: u_q 、 u_d 为 d 、 q 轴电压; i_q 、 i_d 为 d 、 q 轴电流; ψ_q 、 ψ_d 为 d 、 q 轴的励磁磁链; L_q 、 L_d 为 d 、 q 轴电感; ω 为电角速度; R_s 为定子电阻; p 为微分算子。

PMSLM 电磁推力方程可表示为

$$F_e = \frac{3\pi}{2\tau} [\psi_f p i_q + (L_d - L_q) i_q i_d] \quad (5)$$

式中: τ 为极距; p 为极对数。对于表贴式 PMSLM $L_d = L_q$ 。

电磁推力表达式可以表示为

$$F_e = \frac{3\pi}{2\tau} \psi_f p i_q = K_f i_q \quad (6)$$

其中: $K_f = \frac{3\pi}{2\tau} \psi_f p$ 。

PMSLM 机械运动方程可表示为

$$F_e = m\dot{v} + Bv + F_l \quad (7)$$

式中: m 为动子质量; B 为黏滞摩擦因数; F_l 为广义负载扰动。

将式(6)代入式(7)可得:

$$\dot{v} = \frac{1}{m} (K_f i_q - Bv - F_l) = av + bi_q + D \quad (8)$$

式中: $a = -\frac{B}{m}$; $b = \frac{K_f}{m}$; D 为电机扰动项, $D \leq d, d > 0$ 。

2 位置 SMC 设计

2.1 改进变指数趋近律

传统指数趋近律:

$$\dot{s} = -\varepsilon \operatorname{sgn}(s) - ks \quad (9)$$

改进的变指数趋近律:

$$\dot{s} = \varepsilon [-|x_1| \left| \int_0^t x_1 dt + k_2 x_1 \right| - |s|^\gamma] \operatorname{sat}(s, \delta) - ks \quad (10)$$

式中: k 、 k_1 、 k_2 均为大于 0 的常数; $0 < \gamma < 1$; $\operatorname{sat}(s, \delta)$ 为饱和函数。

$$\operatorname{sat}(s, \delta) = \begin{cases} 1, & s > \delta \\ \frac{s}{\delta}, & |s| \leq \delta \\ -1, & s < -\delta \end{cases} \quad (11)$$

式(10)中的改进趋近律是在传统指数趋近律的基础上引入了状态变量的变指数积分幂次项 $-\varepsilon |x_1| \left| \int_0^t x_1 dt + k_2 x_1 \right|$ 、幂次趋近律 $-\varepsilon |s|^\gamma$ 以及饱和函数。引入饱和函数可以使滑模面的切换更加平顺,用饱和函数代替符号函数可以减小滑模抖振问题。改进变指数趋近律中存在变指数积分幂次项,随着控制系统的运行,状态变量不断变化,系统可以自适应的改变状态变量的幂次,减小滑模面趋近于 0 时产生的抖振问题,且由于幂次中含有积分项,可以使幂次变化趋于平滑,从而减小系统的抖振问题。

假设系统初始状态 $s(0) > 1$, 系统从 $s(0)$ 趋近 $s=0$ 分为 2 个运动阶段:当 $|s| > 1$ 时,变指数积分幂次项起主要作用,此时 $|x_1| > 1$, $|k_1 \int_0^t x_1 dt + k_2 x_1| > 1$ 可保证系统初始状态大于 1 时,系统可以按变幂次趋近速度向滑模面靠近,缩短了趋近滑模面的时间,且 $|s|$ 越大,变指数积分幂次项所起的作用也就越大。当 $|s| \leq 1$ 系统趋近滑模面时,可以保证较小的控制增益,以降低抖振。

该趋近律充分结合幂次项和指数项的特点,在不同趋近阶段具有不同的快速趋近特性,较好地控制收敛速率。

2.2 改进 SMC 设计

为了实现对系统状态的完全跟踪,定义电机定子位置误差为控制器的状态变量:

$$x_1 = p_f - p^* \quad (12)$$

式中: p_f 为定子实际位置; p^* 为定子给定位置,令 $x_2 = \dot{x}_1 = \dot{p}_f - \dot{p}^* = v - \dot{p}^*$, 则系统状态方程为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = av + bi_q + F_1 - \ddot{p}^* \end{cases} \quad (13)$$

传统的滑模面函数中包含微分分量,容易引起系统抖振^[11],积分滑模面函数具有平滑推力、减小系统稳态误差、削弱抖振、增强控制器稳定性的良好品质,本次控制器设计采用积分滑模面:

$$s = C_0 \int_0^t x_1 dt + C_1 x_1 + x_2 \quad (14)$$

其中, $C_0, C_1 > 0$ 。

结合式(10)、式(14)设计改进 SMC,等效控制律设计为

$$u_{eq} = -\frac{1}{a} [C_0 x_1 x_2 + C_1 x_2 + bi_q - \ddot{p}^* + \varepsilon(|x_1| \left| k_1 \int_0^t x_1 dt + k_2 x_1 \right| + |s|^\gamma) \text{sat}(s, \delta) + ks] \quad (15)$$

切换控制律为

$$u_{vss} = -\frac{1}{a} \{h[s + \beta \text{sat}(s, \delta)]\} \quad (16)$$

与式(16)联立的控制律为

$$u = u_{eq} + u_{vss} = -\frac{1}{a} [C_0 x_1 x_2 + C_1 x_2 + bi_q - \ddot{p}^* + \varepsilon(|x_1| \left| k_1 \int_0^t x_1 dt + k_2 x_1 \right| + |s|^\gamma) \text{sat}(s, \delta) + k_h s + \beta_h \text{sat}(s, \delta)] \quad (17)$$

根据控制律所设计的 SMC 如图 1 所示。

构造李雅普诺夫函数:

$$V = \frac{1}{2} s^2 \quad (18)$$

对式(18)求得:

$$\dot{V} = s\dot{s} =$$

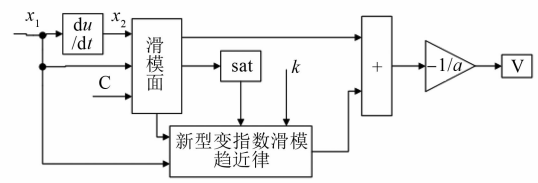


图 1 改进变指数趋近律 SMC

$$s[\varepsilon(|x_1| \left| k_1 \int_0^t x_1 dt + k_2 x_1 \right| + |s|^\gamma) \text{sat}(s, \delta) - ks] \quad (19)$$

其中各系数均大于 0, 则 $\dot{V} \leq 0$, 当且仅当时 $s=0, \dot{s}=0$ 。

因此该趋近律满足李雅普诺夫稳定性条件, 系统能够达到滑动模态平衡点, 即 $s=0, \dot{s}=0$ 。由式(14)可知, 此时系统的跟踪误差以及误差变化率也可以较好地收敛到 0。

3 基于 ESO 的新型 SMC 设计

ESO 实际上是通用的扰动观测器^[12], 不依赖于系统的数学模型^[13], 可以实时估计控制系统的外界负载扰动, 增强系统鲁棒性。

对于非线性系统:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = f(x_1, x_2) + bu_1 \\ y = x_1 \end{cases} \quad (20)$$

建立 ESO:

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = z_1 - y \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_1 e_1 \\ \dot{z}_2 = z_3 - \beta_2 |e_1|^{1/2} \text{sgn}(e_1) + bu_1 \\ \dot{z}_3 = -\beta_3 |e_1|^{1/4} \text{sgn}(e_1) \end{cases} \quad (21)$$

其中选择合适的 $\beta_1, \beta_2, \beta_3$ 的值, 就可以很好地估计出 x_1, x_2, x_3 ^[14]。即:

$$z_1 \rightarrow x_1, z_2 \rightarrow x_2, z_3 \rightarrow x_3$$

针对 PMLSM 的 ESO: $x_1 = p_f, x_2 = v, u_1 = i_q, z_3$ 为扰动观测值。

4 仿真分析

为了验证改进变指数趋近律积分 SMC 以及 ESO 结合的控制效果, 进行了仿真实验。所采用的电机参数如表 1 所示。

表 1 PMLSM 参数

参数名称	参数值
电机极数	6
直轴电感/H	0.06
交轴电感/H	0.06
定子电阻/ Ω	1
永磁体磁通/Wb	0.356
摩擦系数	0.1
极距/m	0.05

针对上述电机,设计基于 ESO 的改进变指数趋近律 SMC 如图 2 所示。

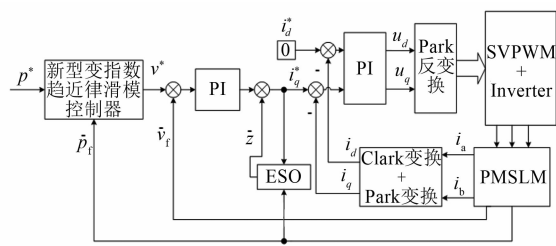


图 2 PMSLM 控制系统模型

仿真分别对电机进行了空载和突加负载仿真试验,电机线速度为 1 m/s,仿真时间为 0.5 s。改进 SMC 参数如表 2 所示。

表 2 改进 SMC 参数

参数名称	参数值
a	0.005 4
b	5.441 1
C_0	6
C_1	71
k_1	30
k_2	355
k_h	706
γ	0.000 1
ε	10
β_h	500

根据图3所示的电机位置误差波形来看,改进变指数趋近律的SMC响应时间较短,减小了0.15 s。在系统达到稳态时,改进SMC抖振明显减小,且控制精度也有所提高,稳态时误差达到0.5 μm ,而传统指数趋近律平均稳态误差在2 μm 。

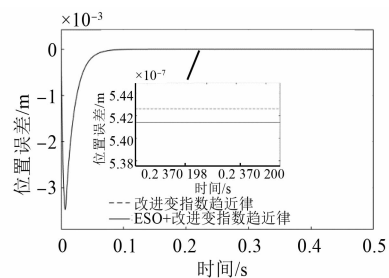


图 3 位置误差波形

图4、图5分别为传统指数趋近律和改进变指数趋近律SMC的电机速度波形。从图5可以看出,改进后的SMC速度超调略大,但抖振现象明显减小。

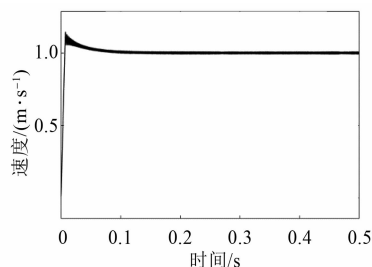


图 4 传统指数趋近律 SMC 速度波形

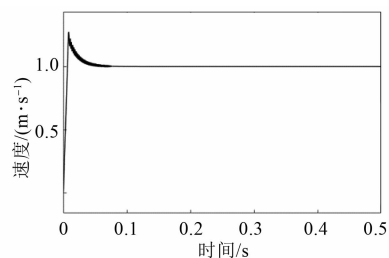
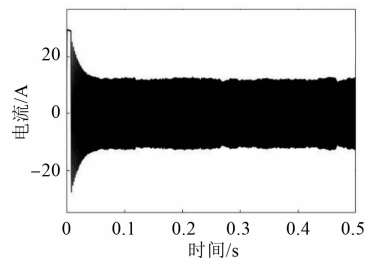


图 5 改进变指数趋近律 SMC 速度波形

图6、图7分别为2种控制方法空载时的 q 轴电流波形,从波形可以看出,0.08 s后,改进后的SMC的电机电流波动明显减小。

图 6 传统指数趋近律 SMC i_q 波形

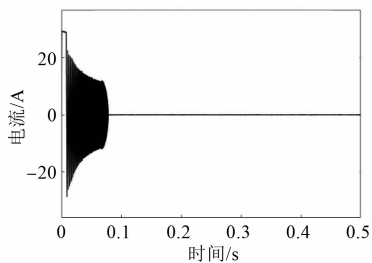
图7 改进变指数趋近律 SMC i_q 波形

图8为控制系统有无ESO的电机位置误差波形对比图。加入ESO的控制系统稳态误差比未加入ESO的SMC系统减小了 $0.001\text{ }\mu\text{m}$,可以看出ESO的观测误差对系统的跟踪误差几乎没有影响。在 0.3 s 突加 100 N 负载后,如图9所示,ESO可以使电机在突加负载后可以很快地回到突加负载前的状态,提高了电机系统的鲁棒性。

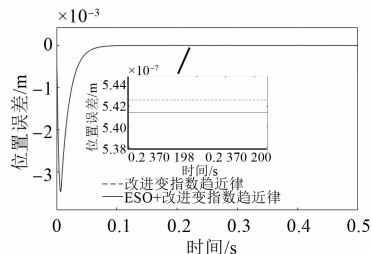


图8 位置误差波形

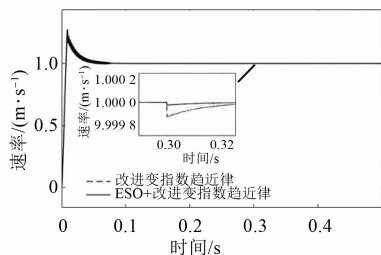


图9 电机速度波形

图10为改进后的SMC电机定子实际位置与给定位置的波形。可以看出,改进后的控制器可

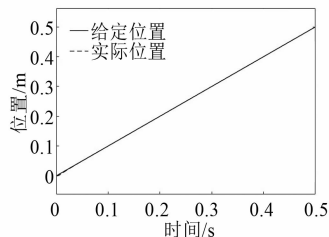


图10 定子实际位置和给定位置波形

以使定子很好地跟随给定位置,电机的稳态误差从 $2\text{ }\mu\text{m}$ 减小到 $0.5\text{ }\mu\text{m}$ 。

5 试验研究

为了验证基于ESO改进SMC的可行性,搭建了电机试验平台,如图11所示。试验平台控制对象是圆筒型PMSLM,主控芯片是DSPTMS320F28335。试验平台以DSP28335为核心控制单元,系统主要硬件包括电源电路、控制电路、功率驱动电路、故障检测、信号检测电路和保护电路以及通信电路。



图11 PMSLM控制系统试验装置

电机设定速度为 1 m/s ,运动行程为 0.3 m 。图12、图13分别为改进前后电机的位置误差波形。可知,改进后的SMC响应时间更短,约为 0.08 s ,且跟踪误差也较小。

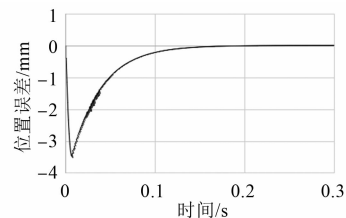


图12 传统指数趋近律 SMC 位置误差波形

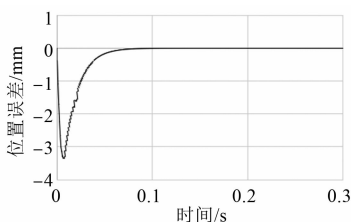


图13 改进 SMC 位置误差波形

图14、图15分别为改进前后电机的速度波形。可知,改进后的滑模抖振明显减小。图16为基于ESO改进SMC电机定子的实际位置波形,试验结果符合仿真分析结果。

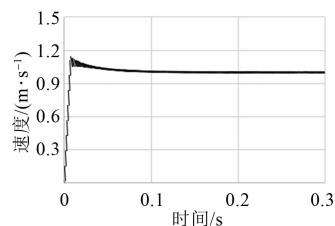


图 14 传统指数趋近律 SMC 速度波形

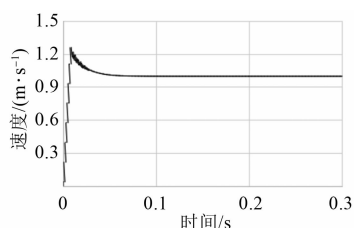


图 15 改进 SMC 速度波形

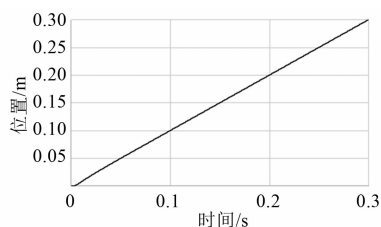


图 16 动子实际位置波形

6 结 语

为了提升 PMLSM 控制性能,本文提出了基于 ESO 改进的变指数趋近律 SMC。在指数趋近律的基础上引入状态变量的变指数积分幂次项、幂次趋近律和饱和函数,同时引入 ESO 来增强系统鲁棒性。通过传统的指数趋近律 SMC 进行对比,改进后的 SMC 可以明显地抑制滑模本身存在的抖振问题,控制精度也明显提高,系统鲁棒性也明显增强,并通过仿真与试验进行了验证。

【参考文献】

[1] 崔霆锐,宗立明,李熙. 直线电机地铁车辆牵引系统国产化应用研究[J]. 电机与控制应用,2018,45(4): 61.

[2] 刘扬,杨玮林,毕恺韬,等. 基于干扰观测器的永磁同步直线电机自适应 PID 控制[J]. 电机与控制应用,2020,47(4): 18.

[3] 段方宾,谭光兴,冯楚楚,等. 永磁同步电机最优滑模控制[J]. 电机与控制应用,2019,46(2): 6.

[4] 刘金琨. 滑模变结构控制 MATLAB 仿真[M]. 2 版. 北京:清华大学出版社,2012.

[5] 赵希梅,王晨光,程浩. 永磁直线同步电机自适应互补滑模控制[J]. 电机与控制学报,2017,21(8): 95.

[6] 霍召哈,许鸣珠. 永磁同步电机滑模调速系统新型趋近律控制[J]. 电机与控制应用,2019,46(12): 16.

[7] 张育增,周睿智,李帅. 永磁同步直线电机模糊滑模速度控制研究[J]. 电气技术,2020,21(12): 23.

[8] 孙宜标,仲原,刘春芳. 基于 LMI 的直线伺服滑模位移跟踪控制[J]. 电工技术学报,2019,34(1): 33.

[9] WANG A, JIA X, DONG S. A new exponential reaching law of sliding mode control to improve performance of permanent magnet synchronous motor [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2013, 49(5): 2409.

[10] 陈才,王志亮,徐潇,等. 基于新型趋近律的永磁同步电机积分滑模控制[J]. 电机与控制应用,2021,48(4): 26.

[11] 李政,胡广大,崔家瑞,等. 永磁同步电机调速系统的积分型滑模变结构控制[J]. 中国电机工程学报,2014,34(3): 431.

[12] 韩京清. 自抗扰控制技术:估计补偿不确定因素的控制技术[M]. 北京:国防工业出版社,2008.

[13] GAO P, ZHANG G, OUYANG H, et al. An adaptive super twisting nonlinear fractional order PID sliding mode control of permanent magnet synchronous motor speed regulation system based on extended state observer[J]. IEEE Access, 2020, 8: 53498.

[14] 顾宇翔. 基于扩张状态观测器的永磁同步直线电机反步控制方法研究[D]. 西安:西安理工大学,2019.