

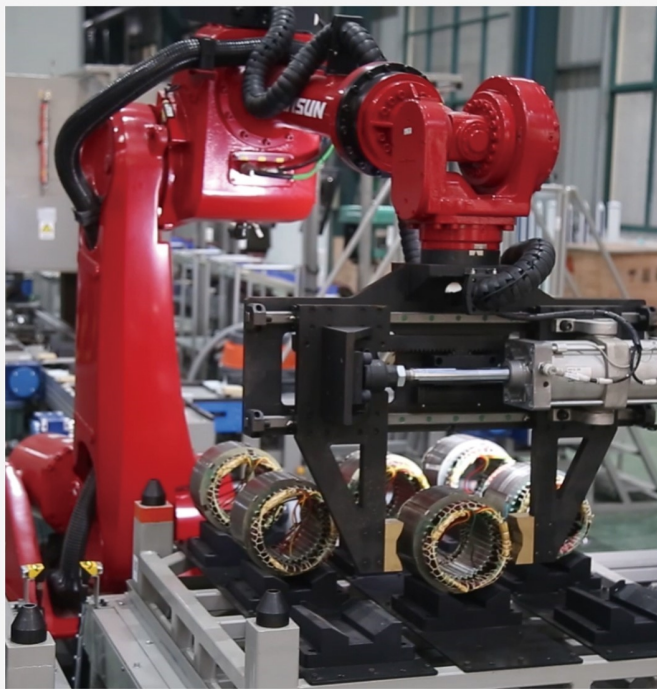
本文全文线上首发由
上海电器科学研究所
(集团) 有限公司
支持

刘春芳, 于婷.
永磁直线同步电动机改进全局滑模
变结构控制研究.
电机与控制应用, 2021, 48(11): 21.



中国智能制造系统解决方案供应商联盟 (成员)
上海智能制造系统解决方案供应商 (首批)

电机 · 智能制造



咨询服务

规划设计

设计制造

信息化系统

项目实施



扫码联系
我们

联系人: 黄先锋 手机: 13501892388
上海电器科学研究所 (集团) 有限公司
上海电机系统节能工程技术研究中心有限公司
上海市武宁路505号9号楼6层

永磁直线同步电动机改进全局滑模变结构控制研究

刘春芳, 于 婷

(沈阳工业大学 电气工程学院, 辽宁 沈阳 110870)

摘 要: 针对滑模控制永磁直线同步电动机(PMLSM)不能实现有限时间控制以及全局滑模控制(GSMC)不能实现快速收敛的问题,提出了一种改进型 GSMC 算法来设计直线伺服速度控制器。该算法采用了由非线性项、线性项相结合的动态滑模面以及等速趋近律,非线性滑模面衰减函数由 3 个指数函数项组成一阶可导函数,并能在有限时间内衰减为零。仿真结果表明,改进 GSMC 不仅使系统具有全局鲁棒性,且能在保证高跟踪精度的同时加快响应速度和抗干扰能力。

关键词: 永磁直线同步电动机; 全局滑模控制; 指数函数; 趋近律

中图分类号: TM 341 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2021)11-0021-06

doi: 10.12177/emca.2021.124

Research of Improved Global Sliding Mode Control of Permanent Magnet Linear Synchronous Motor

LIU Chunfang, YU Ting

(School of Electrical Engineering, Shenyang University of Technology, Shenyang 110870, China)

Abstract: Aiming at the problems that the sliding mode control permanent magnet linear synchronous motor (PMLSM) cannot achieve finite time control and the global sliding mode control (GSMC) cannot achieve rapid convergence, an improved GSMC algorithm is used to design the linear servo speed controller. The algorithm uses a dynamic sliding mode surface combined with a nonlinear term and a linear term and a constant velocity approaching law. The nonlinear sliding mode surface decay function is composed of three exponential function terms to form a first-order derivable function, and it can decay to zero in a finite time. The simulation results show that the improved GSMC not only makes the system globally robust, but also accelerates the response speed and improve anti-interference ability while ensuring high tracking accuracy.

Key words: permanent magnet linear synchronous motor (PMLSM); global sliding mode control (GSMC); exponential function; approaching law

0 引 言

精密化、高速化、智能化是数控机床等加工制造业发展的必然趋势^[1]。永磁直线同步电动机(PMLSM)具有功率密度大、控制精度高、响应速度快、可重复性好等性能特点,其在高精尖直线进给系统中有着旋转电动机无可比拟的优势^[2]。但是 PMLSM 直接驱动负载和结构上的端部效应等

问题均限制了其控制系统的鲁棒性。

近些年,国内外学者对 PMLSM 采用自适应控制、反馈线性化、滑模控制(SMC)、反步法、模糊控制法等控制策略^[3-4]。其中,SMC 具有算法简单、鲁棒性好和可靠性高等优点,经常用于非线性系统的控制。在 PMLSM 的实际控制中,希望系统状态能够在控制器的作用下尽可能快地到达目标位置,实现系统的快速收敛。要实现系统状态

收稿日期: 2021-08-30; 收到修改稿日期: 2021-10-26

作者简介: 刘春芳(1975—),女,博士,教授,研究方向为伺服系统、鲁棒控制及计算机仿真。

于 婷(1996—),女,硕士研究生,研究方向为伺服系统、滑模控制等。

的有限时间收敛,关键在于设计合适的滑模面^[5]。文献[6]将动态面与反步控制相结合,为实现 PMLSM 位移跟踪误差在固定时间内收敛,提出了一种基于固定时间干扰观测器的动态面反步控制方法,该方法通过构造固定时间收敛观测器对系统的非匹配不确定项和匹配不确定项进行观测估计。文献[7]提出了一种改进快速终端 SMC 方法,解决了线性 SMC PMLSM 不能实现有限时间控制以及终端 SMC 不能实现快速收敛的问题。文献[8]中提出了全局滑模控制(GSMC)方法,该方法通过设计一个动态非线性滑模面来消除 SMC 的趋近模态,使系统在响应的全过程中均具有鲁棒性、快速性。

GSMC 中的动态滑模面是由线性滑模面方程和非线性函数项组成,非线性函数项一般设计为单调的指数衰减形式。当系统状态靠近零点时,收敛时间主要由线性滑模面决定;当系统状态远离零点时,收敛时间主要由非线性函数项决定。因此可通过调节指数衰减参数来改变滑模面演化速度,但参数的调节能力有限^[9]。本文提出改进快速收敛的 GSMC 方法,该方法中非线性滑模面衰减函数由 3 个指数函数项组成一阶可导函数,动态滑模面可在有限时间内演化为线性滑模面,从而加快系统的响应速度。最后,通过 MATLAB/Simulink 软件建立的仿真试验系统对 PMLSM 伺服系统进行试验验证,结果表明所提方法具有良好的控制性能。

1 PMLSM 数学模型

假设 PMLSM 的反电动势是正弦的,不考虑磁饱和,忽略磁滞损耗、涡流损耗和阻尼作用等影响。在同步参考坐标系下,PMLSM 的电压方程和磁链方程表示为^[10]

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

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

式中: u_d 、 u_q 、 i_d 、 i_q 、 Ψ_d 、 Ψ_q 、 L_d 、 L_q 分别为 d 、 q 轴的电压、电流、磁链和电感; R_s 为电阻; v 为线速度; Ψ_f 为永磁体磁链。

电磁推力方程表示为

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

式中: F_e 为电磁推力; p 为磁极对数。

在表贴式 PMLSM 中,有 $L_d = L_q$,则 F_e 简化为

$$F_e = K_f i_q \quad (4)$$

其中,电磁推力系数为

$$K_f = 3\pi p \frac{\psi_f}{2\tau} \quad (5)$$

PMLSM 的运动方程为

$$M \dot{v} = F_e - F - Bv \quad (6)$$

式中: M 为动子总质量; F 为系统总扰动,包括参数变化、外部扰动和摩擦力等; B 为黏性摩擦因数。

由式(1)~式(6)整理得系统数学模型表达式为

$$\begin{cases} \frac{di_q}{dt} = -\frac{L_d}{L_q} \frac{\pi}{\tau} v i_d - \frac{R_s}{L_q} i_q + \frac{u_q}{L_q} - \frac{\psi_f}{L_q} \frac{\pi}{\tau} v \\ \frac{dv}{dt} = \frac{1}{M} \left(p \frac{3\pi}{2\tau} \psi_f i_q - F \right) \end{cases} \quad (7)$$

PMLSM 的控制系统结构图如 1 所示。

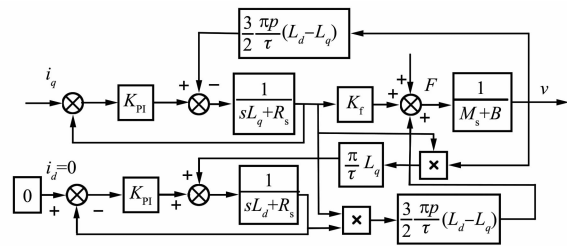


图 1 PMLSM 控制系统结构图

2 改进 GSMC 设计

2.1 GSMC 设计

对于 PMLSM 伺服系统而言,所设计的速度控制器需要在系统不确定性因素存在的情况下,仍能实现对参考速度精准跟踪控制。为此定义 v_m 为理想速度, v 为实际速度,速度跟踪误差为 $e = v_m - v$ 。

PMLSM 状态变量为^[11]

$$\begin{cases} x_1 = v_m - v \\ x_2 = \dot{x}_1 = -\dot{v} \end{cases} \quad (8)$$

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\dot{v} = -\frac{1}{M} \left(p \frac{3\pi}{2\tau} \psi_f i_q - F \right) \\ \dot{x}_2 = \ddot{x}_1 = -\ddot{v} = -\frac{1}{M} p \frac{3\pi}{2\tau} \psi_f i_q \end{cases} \quad (9)$$

$$\begin{pmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ -D \end{pmatrix} u \quad (10)$$

$$D = \frac{1}{M} p \frac{3\pi}{2\tau} \psi_f \quad (11)$$

为使系统在响应全过程均具有鲁棒性,全局滑模面函数设计为

$$s = \dot{e} + ce - h(t) \quad (12)$$

其中 $c > 0$, 满足 Hurwitz 条件^[12]。 $h(t)$ 应满足的 3 个条件为

- (1) $h(0) = \dot{e}(0) + ce(0)$;
- (2) $t \rightarrow \infty$ 时, $h(t) \rightarrow 0$;
- (3) $h(t)$ 具有一阶导数。

根据上述条件,将 $h(t)$ 设计为按指数单调衰减的函数形式,即:

$$h(t) = h(0)e^{-\alpha t} = [\dot{e}(0) + ce(0)]e^{-\alpha t} \quad (13)$$

式中: $\alpha > 0$ 。

由此可得系统的动态滑模面为

$$s = \dot{e} + ce - [\dot{e}(0) + ce(0)]e^{-\alpha t} \quad (14)$$

其中, c 必须满足 Hurwitz 条件,即 $c > 0$ 。这样,当 $t = 0$ 时, $s = 0$, 即可保证所设计的动态非线性滑模面可通过系统的任意初始状态,由此消除了 SMC 中的趋近模态。只有当 $t \rightarrow \infty$ 时, $h(t) \rightarrow 0$, 系统的动态非线性滑模面才能最终演变为线性滑模面,并通过原点。

式(13)两边同时对时间 t 求导可得:

$$\dot{s} = \ddot{e} + c\dot{e} + \alpha[\dot{e}(0) + ce(0)]e^{-\alpha t} \quad (15)$$

即有:

$$\dot{s} = \dot{x}_2 + cx_1 + \alpha[\dot{e}(0) + ce(0)]e^{-\alpha t} \quad (16)$$

将式(9)代入式(15)得:

$$\dot{s} = cx_2 - Du + \alpha[\dot{e}(0) + ce(0)]e^{-\alpha t} \quad (17)$$

采用等速趋近律时,有:

$$\dot{s} = -\varepsilon \operatorname{sgn}(s) \quad (18)$$

式中: ε 为等速趋近律的参数, $\varepsilon > 0$ 。

综上求得等速趋近律 GSMC 的控制律为

$$u = \frac{1}{D} [\varepsilon \operatorname{sgn}(s) + cx_2 + \alpha(cx_1(0) + x_2(0))e^{-\alpha t}] \quad (19)$$

PMLSM 速度跟踪伺服系统的原理框图如图 2 所示。

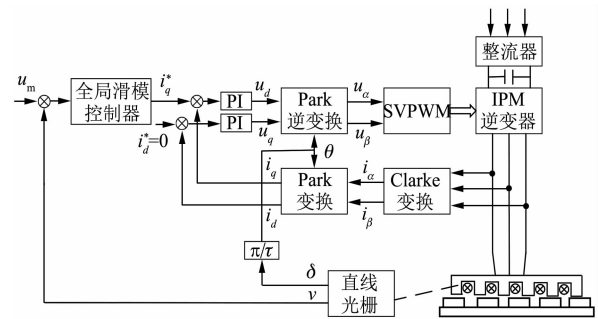


图 2 PMLSM 速度跟踪伺服系统的原理框图

2.2 改进 GSMC 设计

为了进一步加快演变速度,实现系统快速响应,将 $h(t)$ 改进为

$$h(t) = \begin{cases} h(0) [Ae^{-\alpha_1 t} + Be^{-\alpha_2 t} + Ce^{-\alpha t}] & , t \leq t_z \\ 0 & , t > t_z \end{cases} \quad (20)$$

式中: t_z 为动态滑模面演变为线性滑模面的时间。

由此可得系统的动态滑模面为

$$s = \begin{cases} \dot{e} + ce - [\dot{e}(0) + ce(0)] \\ [Ae^{-\alpha_1 t} + Be^{-\alpha_2 t} + Ce^{-\alpha t}] & , t \leq t_z \\ \dot{e} + ce & , t > t_z \end{cases} \quad (21)$$

对式(21)求导得:

$$\dot{s} = \begin{cases} \ddot{e} + c\dot{e} + [\dot{e}(0) + ce(0)] \\ [A\alpha_1 e^{-\alpha_1 t} + B\alpha_2 e^{-\alpha_2 t} + C\alpha e^{-\alpha t}] & , t \leq t_z \\ \ddot{e} + c\dot{e} & , t > t_z \end{cases} \quad (22)$$

式中: A, B 和 C 为常系数。

通过选取合适的参数,可使 $h(t)$ 能够在有限时间内快速衰减至 0, 由此可使动态滑模面快速演化为线性滑模面。

所设计的动态滑模面仍然需要满足上述 3 个约束条件。根据条件(1), 衰减函数的初值应满足 $A+B+C=1$ 。为使所设计的动态滑模面能够在有限时间 t_z 内演化为线性滑模面可令 $h(t_z) = 0$, 由此求得

$$A = \frac{(1-C)e^{-\alpha_2 t_z} + Ce^{-\alpha t_z}}{e^{-\alpha_2 t_z} - e^{-\alpha_1 t_z}}, t < t_z \quad (23)$$

$$B = \frac{-Ce^{-\alpha t_z} - (1-C)e^{-\alpha_1 t_z}}{e^{-\alpha_2 t_z} - e^{-\alpha_1 t_z}}, t < t_z \quad (24)$$

为了满足条件(3), $h(t)$ 在点 $t=t_z$ 的左导数必须等于右导数, 即 $h'_-(t_z) = h'_+(t_z) = 0$, 由此可得:

$$\begin{aligned} h'_-(t_z) = & h(0)[C(\alpha_2 - \alpha)e^{-(\alpha+\alpha_2)t_z} + \\ & C(\alpha - \alpha_1)e^{-(\alpha+\alpha_1)t_z} + \\ & (1-C)(\alpha_2 - \alpha_1)e^{-(\alpha_1+\alpha_2)t_z}] \times \\ & [e^{-\alpha_2 t_z} - e^{-\alpha_1 t_z}]^{-1} = 0 \end{aligned} \quad (25)$$

这样, 式(25)中的参数应满足:

$$\begin{aligned} (1-C)(\alpha_2 - \alpha_1)e^{-(\alpha_1+\alpha_2)t_z} + \\ C(\alpha - \alpha_1)e^{-(\alpha+\alpha_1)t_z} + \\ C(\alpha_2 - \alpha)e^{-(\alpha+\alpha_2)t_z} = 0 \end{aligned} \quad (26)$$

当选定参数 $\alpha, \alpha_1, \alpha_2$ 和 C 后, 利用数值求解方法即可确定出参数 t_z 的值。在滑模控制器设计中, 采用等速趋近律为 $\dot{s} = -\varepsilon \operatorname{sgn}(s)$, $\varepsilon > 0$ 。改进 GSMC 律设计为

$$u = \frac{1}{D}[\varepsilon \operatorname{sgn}(s) + cx_2 + (A\alpha_1 e^{-\alpha_1 t} + B\alpha_2 e^{-\alpha_2 t} + C\alpha e^{-\alpha t})] \quad (27)$$

选取 Lyapunov 函数为

$$V = \frac{1}{2}s^2 \quad (28)$$

对式(28)求导, 并化简得:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= ss' = \\ & s(cx_2 - Du - \dot{h}(t)) = \\ & s[cx_2 - D(D\varepsilon \operatorname{sgn}(s) - \dot{h}(t) + cx_2) - \dot{h}(t)] = \\ & s(-\varepsilon \operatorname{sgn}(s)) \leq -\varepsilon s^2 < 0 \end{aligned} \quad (29)$$

因为 $\dot{V} < 0$, 所以滑模面的选取满足 Hurwitz 条件, 由 Lyapunov 稳定性定理可证得系统稳定。

3 仿真研究

为了验证本文设计的改进 GSMC 的有效性, 采用 MATLAB/Simulink 软件建立的仿真试验系统。将 SMC、GSMC 与改进 GSMC 的性能进行了对比。仿真采用美国 Kollmorgen 公司生产的 IC11-050 系列 PMLSM, 具体参数为, $L_d = L_q = 41.4 \text{ mH}$, $M = 16.4 \text{ kg}$, $\tau = 32 \text{ mm}$, $R_s = 2.1 \Omega$, $K_f = 50.7 \text{ N/A}$, $p = 3$, $\Psi_f = 0.09 \text{ Wb}$, $B = 8.0 \text{ N}\cdot\text{s/m}$ 。滑模参数设置: $c = 30$, $\varepsilon = 25$, 全局滑模参数设置:

$x_1(0) = 0.35$, $x_2(0) = -9$, $c = 25$, $\alpha = 1\ 000$, $\varepsilon = 27$ 。改进全局滑模参数设置: $x_1(0) = 1.3$, $x_2(0) = -10$, $\alpha = 1\ 300$, $\alpha_1 = 20$, $\alpha_2 = 10$, $c = 7.5$, $\varepsilon = 26$, $t_z = 0.004\ 5$, $A = 1.026$, $B = -0.526$, $C = 0.5$ 。

PMLSM 空载起动, 初始线速度为 0.3 m/s , d 轴电流给定值为 0 A 。PMLSM 动子质量为额定值, SMC、GSMC 和改进 GSMC 方法下的速度响应曲线如图 3 所示, SMC 上升时间为 0.05 s , GSMC 上升时间为 0.04 s , 改进 GSMC 上升时间为 0.013 s , 改进 GSMC 比 SMC 和 GSMC 上升时间短, 说明改进 GSMC 具有更好的动态响应性能。

由图 3 中三种控制策略下加入扰动时系统速度响应曲线的局部放大图可知, 在 $t = 0.5 \text{ s}$ 时对系统突加阶跃负载阻力 $F_L = 200 \text{ N}$, 与另外两种控制策略相比, 改进 GSMC 的鲁棒性更强, 系统跟踪误差波动更小, 恢复稳态的时间更短, 证明改进 GSMC 具有更强的抗干扰能力。因此, 改进 GSMC 控制策略对负载干扰和系统参数变化的鲁棒性更强, 系统能在更短时间内恢复稳定, 且超调很小, 满足了直接进给伺服系统对抗干扰能力的要求。

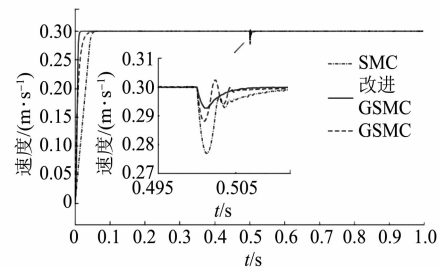


图 3 阶跃信号下基于负载扰动的 PMLSM 速度响应曲线

图 4 是基于 SMC 的速度误差曲线, 速度误差约在 $-40 \sim 30 \mu\text{m/s}$ 之间; 图 5 是基于 GSMC 的速度误差曲线, 速度误差约在 $-20 \sim 20 \mu\text{m/s}$ 之间; 图 6 是基于改进 GSMC 速度误差曲线, 速度误差约在 $-16 \sim 18 \mu\text{m/s}$ 之间。对比以上三种控制方法策略, 说明在只用 SMC 控制下有一定的控制效果, 而 GSMC 的控制效果相对于 SMC 有明显提高, 跟踪误差进一步减小。很明显可以看出在改进 GSMC 的控制下, 速度跟踪误差的最大值以及达到稳态下的误差比 SMC 和 GSMC 均要小, 且曲线更为平滑, 说明改进 GSMC 在有限时间内, 能更快速地收敛。

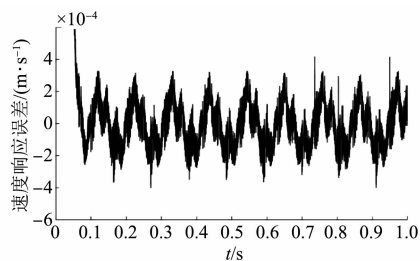


图4 基于 SMC 的 PMLSM 速度响应误差曲线

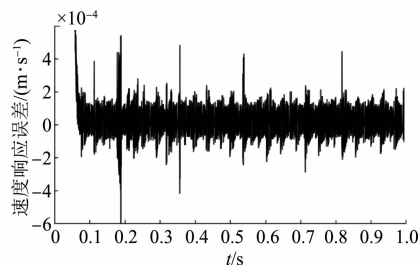


图5 基于 GSMC 的 PMLSM 速度响应误差曲线

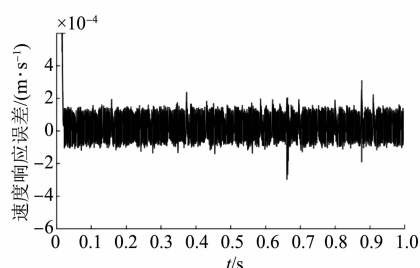


图6 基于改进 GSMC 的 PMLSM 速度响应误差曲线

电动机给定变速信号起动,初始加速度为 2 m/s^2 ,在 0.15 s 时达到 0.3 m/s 后匀速,直到 0.85 s ,再次以 2 m/s^2 匀减速直到速度变为 0 ,观察系统的运行情况。系统的速度响应曲线的局部放大图如图 7 所示,三种控制策略速度响应曲线几乎重合,但改进 GSMC 曲线与给定信号更接近。并且,采用 SMC 控制的速度响应误差曲线如图 8 所示,系统速度的稳态误差在 $-60 \sim 80 \mu\text{m/s}$ 范围内变化;采用 GSMC 控制的速度响应误差曲线如图 9 所示,速度的稳态误差在 $-40 \sim 30 \mu\text{m/s}$ 范围内波动;采用改进 GSMC 控制的速度响应误差曲线如图 10 所示,产生的速度的稳态误差最小,范围是 $-20 \sim 20 \mu\text{m/s}$,说明无论给定信号是阶跃信号,还是变速信号,改进 GSMC 对 PMLSM 系统都有更为突出的跟踪精度和响应速度。

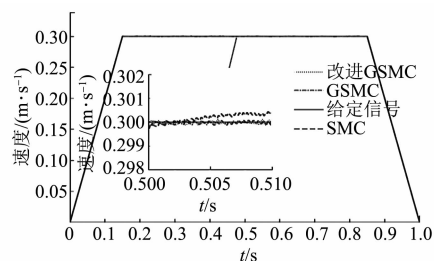


图7 基于变速信号的 PMLSM 速度响应曲线

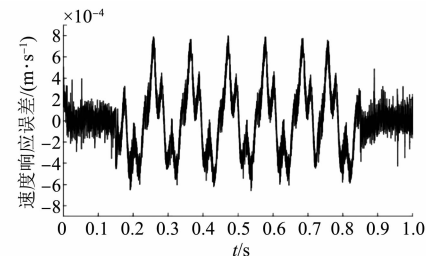


图8 基于 SMC 的 PMLSM 速度响应误差曲线

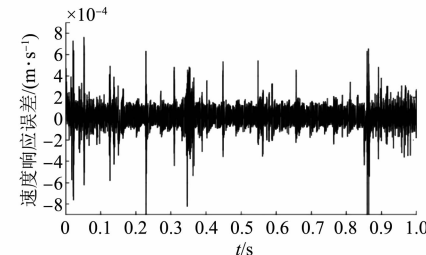


图9 基于 GSMC 的 PMLSM 速度响应误差曲线

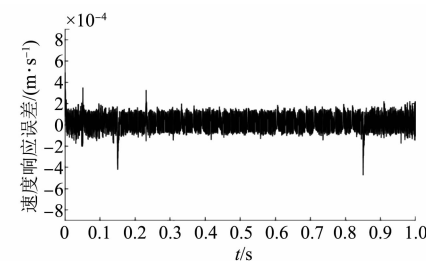


图10 基于改进 GSMC 的 PMLSM 速度响应误差曲线

4 结 语

针对 PMLSM 伺服系统受不确定因素影响,而不能快速收敛问题,采用一种改进 GSMC 方法,动态滑模面中的非线性滑模面的衰减函数由三个指数函数项组成一阶可导函数代替传统一个指数函数项,并能在有限时间内衰减为零。仿真结果

表明,与传统 GSMC 相比,改进全局控制方法明显提高了系统的动态响应速度并保证了系统全局鲁棒性,可满足高精度快响应的伺服加工性能要求。

【参考文献】

- [1] 叶云岳. 直线电机在现代机床业中的应用与发展[J]. 电机技术, 2010(3): 1.
- [2] 连琨, 刘艳萍, 高美卿. 永磁同步电动机矢量控制[J]. 电机与控制应用, 2010, 37(12): 52.
- [3] 张圳, 王丽梅. 永磁同步直线电机自组织概率型模糊神经网络控制[J]. 电气技术, 2020, 21(12): 1.
- [4] 原浩, 赵希梅. 基于积分滑模的永磁直线同步电动机直接推力控制[J]. 电工技术学报, 2019, 34(3): 483.
- [5] 张立伟, 李行, 宋佩佩, 等. 基于新型滑模观测器的永磁同步电机无传感器矢量控制系统[J]. 电工技术学报, 2019, 34(增1): 70.
- [6] 宋红姣. 基于反步法的永磁直线同步电机位移跟踪控制研究[D]. 秦皇岛: 燕山大学, 2020.
- [7] 吴飞, 王杰, 李鹏瀚. 永磁同步电机的改进快速终端滑模控制[J]. 电机与控制应用, 2018, 45(9): 9.
- [8] 刘金琨. 滑模变结构控制 MATLAB 仿真[M]. 北京: 清华大学出版社, 2012.
- [9] 于清文, 赵海滨, 刘冲, 等. 全局滑模控制仿真实验设计[J]. 实验室科学, 2019, 22(6): 29.
- [10] 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.
- [11] 向凡. 永磁直线同步电机控制系统研究[D]. 石家庄: 石家庄铁道大学, 2019.
- [12] 修春波, 臧亚坤. 改进快速全局滑模控制方法[J]. 控制与决策, 2016, 31(12): 2267.

(上接第 20 页)

- [12] 孙庆国, 吴建华. 基于转矩分配函数在线修正的开关磁阻电机转矩脉动抑制策略[J]. 电机与控制学报, 2017, 21(12): 1.
- [13] 费晨, 颜建虎, 汪盼, 等. 基于遗传算法和转矩分配函数的开关磁阻电机转矩脉动抑制[J]. 电机与控制应用, 2018, 45(12): 6.
- [14] 程勇, 曹晓晓. 基于模糊自适应 PID 的开关磁阻电机滞环-脉宽调制直接瞬时转矩控制[J]. 电机与控制应用, 2019, 46(1): 40.
- [15] 王勉华, 彭田野, 胡春龙. 基于模糊自适应 PI 控制的 SRM 直接瞬时转矩控制系统[J]. 电机与控制应用, 2014, 41(6): 1.

欢迎订阅 2022 年《电机与控制应用》

2021 年在邮局漏订的读者, 可联系编辑部补订, 具体请咨询编辑部

地址: 上海市武宁路 505 号《电机与控制应用》编辑部

邮编: 200063

电话: 021-62574990-462

邮箱: eec@seari.com.cn

国内邮发代号: 4-199

每册定价: 15.00 元

全年定价: 180.00 元