

基于改进分数阶滑模控制的 PMLSM 直接推力控制

李国洪 钱凌志

(天津理工大学天津市复杂系统控制理论及应用重点实验室 天津 300384)

摘要 针对分数阶滑模控制在永磁直线同步电机(Permanent Magnet Linear Synchronous Motor, PMLSM)直接推力控制下转速环精度不高、磁链和推力波动大等问题,提出一种改进的分数阶滑模控制算法,即分数阶双幂次指数趋近律、分数阶变速趋近律相结合的组合趋近律,能有效减弱滑模控制引起的系统振荡,加快趋近速率。仿真结果表明:与分数阶滑模控制相比,在 PMLSM 直接推力控制系统中采取改进分数阶滑模控制,磁链和推力波动明显减弱,系统响应速度加快,提高了 PMLSM 推力响应的抗干扰能力。

关键词 永磁直线同步电机 分数阶滑模控制 组合趋近律 直接推力控制

中图分类号 TP273

文献标志码 A

DOI:10.3969/j.issn.1000-386x.2024.03.012

PMLSM DIRECT FORCE CONTROL BASED ON IMPROVED FRACTIONAL ORDER SLIDING MODE CONTROL

Li Guohong Qian Lingzhi

(Tianjin Key Laboratory of Complex System Control Theory and Application, Tianjin University of Technology, Tianjin 300384, China)

Abstract Aimed at the problems of the integer-order sliding mode control under the direct force control of the permanent magnet linear synchronous motor (PMLSM) that the accuracy of the speed loop is not high and the flux linkage and the thrust fluctuation are large, an improved fractional-order sliding mode control algorithm is proposed. The combination of the double-power exponential reaching law and the fractional variable speed reaching law could effectively reduce the system oscillation caused by sliding mode control and accelerate the approach rate. The simulation results show that compared with integer-order sliding mode control, when the improved fractional-order sliding mode control is adopted in the PMLSM direct force control system, the flux linkage and thrust fluctuations are significantly reduced, the system response speed is accelerated, and the anti-interference ability of the PMLSM thrust response is improved.

Keywords Permanent magnet linear synchronous motor Fractional sliding mode control Combination reaching law Direct force control

0 引言

永磁直线同步电机(PMLSM)采取将能量转化为机械能的策略,取消了物理减速和传动部件,如丝杠、皮带和链条,由于具有快速响应、高精度、高功率密度等优点,在高精数控机床、工业传输、交通运输等领域得到广泛应用^[1-3]。然而,PMLSM是非线性的,易受外界扰动的影响等特征,因此,为了满足系统性能的要求,增强其鲁棒性,将直接推力控制(Direct Force

Control,DFC)方法运用到PMLSM中,使系统具有动态响应速度快、鲁棒性好等优越性能^[4]。

文献[5]采取空间电压矢量脉宽调制(Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM)取代开关表模块,改善了PMLSM-DFC的能力,提高了抗扰动能力。文献[6]设计了一种基于扰动和推力观测器的DFC方法,对引起推力抖动的因素进行参数辨识,提高了控制性能。文献[7]提出了改进型滑模控制(Sliding Mode Control, SMC),在等速趋近律的基础上加入积分型趋近律,改善SMC运行过程的增益,增强系统的抗干扰

收稿日期:2020-12-22。国家重点研发计划项目(2017YFB1303304);天津市科委重点研发计划项目(18YFCTG00040)。

李国洪,副教授,主研领域:电力电子,自动控制,机电一体化及网络系统控制研究。钱凌志,硕士生。

能力。文献[8]提出了一种基于积分滑模的 PMLSM-DFC 方案,降低 SMC 的振荡现象,减弱速度环调节器中的动态误差,提升了整体响应速度。文献[9]提出了一种基于电压预测的 PMLSM-DFC 方法,减弱磁链和推力的抖动现象,用于显著的动态响应和抗扰动性能。文献[10]采用分数阶微分和积分优化了模块结构,增强了系统的响应能力。文献[11]将 DFC 与 SMC 方法相结合,增强了推力响应的运行能力,有效减小系统的超调量和推力脉动。上述选取的方法都能达到理想目标,大多运用在整数阶控制系统,所以在 PMLSM-DFC 方法中,由于 SMC 方法具有很大的抖动^[12],会造成系统抗扰动能力减弱,因此,对于系统的抗干扰性能和响应速度提出了相关需求。

针对 PMLSM-DFC 方法,因为系统受干扰程度较大等原因而引起的磁链和推力抖动,本文结合分数阶微积分具有消减静态误差、强鲁棒性、存储复杂信息和描述记忆的特性^[13],提出一种改进的分数阶滑模控制(Fractional Order Sliding Mode Control, FOSMC),取代传统 FOSMC,采取分数阶双幂次指数趋近律和分数阶变速趋近律共同作用的组合趋近律。首先,通过分数阶微积分(Fractional Order Calculus, FOC)对 FOSMC 的滑动面进行改进,可大幅度减少由 SMC 引起的系统振荡,提高自由度。其次,利用组合趋近律进行滑模调节器的设计,进一步减少系统的振荡,提高系统的响应速度。再次,采用李雅普诺夫稳定性判据与 FOC 概念相结合的方式实现系统判定,大幅度削弱 PMLSM-DFC 推力和磁链的抖动。最后,进行仿真分析。仿真结果表明:将改进 FOSMC-DFC 与 FOSMC-DFC 进行对比,在一定程度上削弱了系统振荡,提高了系统的响应速度和抗外部扰动的能力,证明了本文方法的先进性。

1 分数阶微积分概念

整数阶微积分是 FOC 的一个特例^[14]。其中 ${}_a D_t^\lambda$ 是基本算符,可表现为:

$${}_a D_t^\lambda = \begin{cases} d^\lambda/dt^\lambda & \text{Re}(\lambda) > 0 \\ 1 & \text{Re}(\lambda) = 0 \\ \int_a^t (d\tau)^{-\lambda} & \text{Re}(\lambda) < 0 \end{cases} \quad (1)$$

式中: a 和 t 是运算的极限; λ 是运算的阶数,通常 $\lambda \in \mathbf{R}$ 且 λ 可以是复数。一般 FOC 有以下三种定义方式,分别为:

定义 1 Grunwald-Letnikov 分数阶微积分(GL型)。

$${}_a D_t^\lambda f(t) = \lim_{h \rightarrow 0} h^{-\lambda} \sum_{j=0}^{(t-\lambda)/h} (-1)^j \binom{\lambda}{j} f(t-jh) \quad (2)$$

式中: $[(t-\lambda)/h]$ 表示对 $(t-\lambda)/h$ 取整数部分, h 为计算步长; $\binom{\lambda}{j} = \frac{\lambda!}{j!(\lambda-j)!}$ 为二项式系数。

定义 2 Riemann-Liouville 分数阶微积分(RL型)。

$${}_a D_t^\lambda f(t) = \frac{1}{\Gamma(n-\lambda)} \left(\frac{d}{dt}\right)^n \int_a^t \frac{f(\tau)}{(t-\tau)^{\lambda-n+1}} d\tau \quad (3)$$

式中: $n-1 < \lambda < n, n \in \mathbf{N}$ 。

定义 3 Caputo 分数阶微积分(C型)。

$${}_a D_t^\lambda f(t) = \frac{1}{\Gamma(m-\lambda)} \int_a^t \frac{f^{(m)}(\tau)}{(t-\tau)^{1-(m-\lambda)}} d\tau \quad (4)$$

式中: $m \in \mathbf{N}$,且 λ 满足 $m-1 < \lambda < m$ 的条件 $\Gamma(\cdot)$ 为 Gamma 函数, $\Gamma(x) = \int_0^{+\infty} e^{-t} t^{x-1} dt$ 。

若 $f(t)$ 可进行求导时,Grunwald-Letnikov 定义和 Riemann-Liouville 定义在工程中是等价的。

2 永磁直线同步电机数学模型

2.1 dq 坐标系下的数学模型

PMLSM 电压方程^[15]为:

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + p\psi_d - \frac{\pi}{\tau} v \psi_d \\ u_q = R_s i_q + p\psi_q + \frac{\pi}{\tau} v \psi_q \end{cases} \quad (5)$$

式中: u_d, u_q 为 d、q 轴电压; R_s 为初级电枢绕组电阻; i_d, i_q 为 d、q 轴电流; p 为积分基本算符; ψ_d, ψ_q 为 d、q 轴磁链; τ 为极距; v 为次级运动速度。

PMLSM 磁链方程为:

$$\begin{cases} \psi_d = L_d i_d + \psi_f \\ \psi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (6)$$

式中: L_d, L_q 为 d、q 轴电感; ψ_f 为次级永磁体磁链。

PMLSM 状态方程为:

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} \frac{\pi}{\tau} v i_q + \frac{u_d}{L_d} \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} \frac{\pi}{\tau} v i_d + \frac{u_q}{L_q} - \frac{\psi_f}{L_q} \end{cases} \quad (7)$$

PMLSM 电磁推力为:

$$F_e = n_p \frac{3\pi}{2\tau} [\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (8)$$

由于 PMLSM 的定子电感满足 $L_d = L_q = L_s$ 的条件,所以电磁推力进一步化简为^[16]:

$$F_e = n_p \frac{3\pi}{2\tau} \psi_f i_q = n_p \frac{3\pi}{2\tau} \frac{1}{L_s} \psi_f |\psi_s| \sin\delta \quad (9)$$

式中: n_p 为极对数; $|\psi_s|$ 为初级绕组磁链幅值; δ 为初级和次级磁链间角度,称为负荷角。

PMLSM 机械运动平衡方程:

$$M \frac{dv}{dt} = F_e - f - Bv \quad (10)$$

式中: M 为运动部分质量; f 为负载; B 为黏性摩擦因数。

2.2 $\alpha\beta$ 坐标系下的数学模型

初级磁链方程为:

$$\begin{cases} \psi_\alpha = \int (u_\alpha - i_\alpha R_s) dt \\ \psi_\beta = \int (u_\beta - i_\beta R_s) dt \end{cases} \quad (11)$$

电磁推力方程为:

$$F_e = n_p \frac{3\pi}{2\tau} [\psi_\alpha i_\beta - \psi_\beta i_\alpha] \quad (12)$$

磁链幅值方程为:

$$\psi = \psi_s^2 = \psi_\alpha^2 + \psi_\beta^2 \quad (13)$$

式中: u_α, u_β 为 α, β 轴电压; i_α, i_β 为 α, β 轴电流; ψ_α, ψ_β 为 α, β 轴磁链。

3 改进分数阶滑模速度控制器设计

SMC 是非线性的, 主要体现在结构的不连续性, 具有快速响应、对变量的改变和外界干扰不敏感等特征^[17]。同时会使得系统发生振荡。FOC 是可变的, 这使得 FOC 的控制方法多元化。本文采用 FOSMC 方法对速度环的参数进行调节, 并引入组合趋近律来增强系统的整体性能。

FOSMC 的设计包括两个方面^[18]: 首先, 设计滑动面, 使系统在到达滑动面后快速移动到稳定点; 其次, 趋近律的设计能迅速达到滑动面, 同时保证振荡不能过大。

3.1 控制律设计

为了使系统的状态尽快地收敛到滑动面上, 设计一种分数阶双幂次指数趋近律与分数阶变速趋近律相结合的组合趋近律:

$$\dot{S} = -k_1 |S|^\alpha {}_0D_t^\xi \text{sgn}(S) - k_2 |S|^\beta {}_0D_t^\xi \text{sgn}(S) - k_3 S - \varepsilon \|S\|_1 {}_0D_t^\xi \text{sgn}(S) \quad (14)$$

式中: $k_1, k_2, k_3 \in \mathbf{R}^+$ 为增益系数; ${}_0D_t^\xi$ 是基本算符, $-1 < \xi < 0, 0 < \alpha < 1, 0 < \beta < 1$; ε 为大于零的常数; 状态范数

$\|S\|_1 = \sum_{i=1}^n S_i$; $\text{sgn}(\cdot)$ 为符号函数。 $\text{sgn}(\cdot)$ 定义如下:

$$\text{sgn}(S) = \begin{cases} 1 & S > 0 \\ 0 & S = 0 \\ -1 & S < 0 \end{cases} \quad (15)$$

选取 Lyapunov 函数:

$$V = \frac{1}{2} S^2 \quad (16)$$

对式(16)进行求导后, 将式(14)代入得:

$$\begin{aligned} \dot{V} = S\dot{S} = S[-k_1 |S|^\alpha {}_0D_t^\xi \text{sgn}(S) - k_2 |S|^\beta {}_0D_t^\xi \text{sgn}(S) - k_3 S - \varepsilon \|S\|_1 {}_0D_t^\xi \text{sgn}(S)] = \\ -k_1 S |S|^\alpha {}_0D_t^\xi \text{sgn}(S) - k_2 S |S|^\beta {}_0D_t^\xi \text{sgn}(S) - k_3 S^2 - \varepsilon S \|S\|_1 {}_0D_t^\xi \text{sgn}(S) \end{aligned} \quad (17)$$

若满足条件 $k_1 > 0, k_2 > 0, k_3 > 0$, 则当 $S > 0$ 时, $\dot{V} = -k_1 S |S|^\alpha {}_0D_t^\xi \text{sgn}(S) - k_2 S |S|^\beta {}_0D_t^\xi \text{sgn}(S) - k_3 S^2 - \varepsilon S \|S\|_1 {}_0D_t^\xi \text{sgn}(S) < 0$; 当 $S < 0$ 时, $\dot{V} = -k_1 S |S|^\alpha {}_0D_t^\xi \text{sgn}(S) - k_2 S |S|^\beta {}_0D_t^\xi \text{sgn}(S) - k_3 S^2 - \varepsilon S \|S\|_1 {}_0D_t^\xi \text{sgn}(S) < 0$ 。

依据 Lyapunov 稳定性理论, 对于任意 $S \neq 0$, 恒有 $\dot{V} < 0$, 可知采取分数阶双幂次指数趋近律与分数阶变速趋近律相互作用的组合趋近律的滑模速度调节器是大范围渐近稳定的。

3.2 分数阶滑模控制器设计

由于 PMLSM 的定子电感满足 $L_d = L_q = L_s$ 的条件, 经过变换后变为:

$$\begin{cases} \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} \frac{\pi}{\tau} v i_d + \frac{u_q}{L_q} - \frac{\psi_f v}{L_q} \\ \frac{dv}{dt} = \frac{1}{M} \left(n_p \frac{3\pi}{2\tau} \psi_f i_q - f \right) \end{cases} \quad (18)$$

PMLSM 系统的状态变量为:

$$\begin{cases} x_1 = e(t) = v^* - v \\ x_2 = \dot{x}_1 = \dot{e}(t) = -\dot{v} \end{cases} \quad (19)$$

式中: v^* 为电机的给定速度。

将式(19)进一步求导后变为:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\dot{v} = -\frac{1}{M} \left(n_p \frac{3\pi}{2\tau} \psi_f i_q - f \right) \\ \dot{x}_2 = \ddot{x}_1 = -\ddot{v} = -\frac{1}{M} n_p \frac{3\pi}{2\tau} \psi_f \dot{i}_q \end{cases} \quad (20)$$

定义 $u = \dot{i}_q, D = \frac{1}{M} n_p \frac{3\pi}{2\tau} \psi_f$, 则式(20)可写为:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -D \end{bmatrix} u \quad (21)$$

利用 FOC 具有消减静态误差存储复杂信息和描述记忆的特点, 削弱 SMC 造成的系统振荡, 并以 FOC 基本算符为主, 采用合适的分数阶运算的阶数, 使系统开展的灵活性进一步增加。

分数阶滑动面函数为:

$$S = Cx_1 + {}_0D_t^\lambda x_2 \quad (22)$$

式中: C 为滑模面增益, 且 $C > 0$; ${}_0D_t^\lambda$ 为 FOC 操作基本算符, 0 和 t 是运算的极限; λ 是运算的阶数; $\text{Re}(\lambda)$ 代

表 λ 的实部。

将式(22)进一步求导后变为:

$$\dot{S} = C\dot{x}_1 + {}_0D_t^{\lambda-1} \dot{x}_2 = Cx_2 - Du \quad (23)$$

采用改进的组合控制律变化后为:

$$u = \frac{1}{D} [{}_0D_t^{-\lambda} (k_1 |S|^{\alpha} {}_0D_t^{\xi} \text{sgn}(S) + k_2 |S|^{\beta} {}_0D_t^{\xi} \text{sgn}(S) + k_3 S + \varepsilon \|S\|_1 {}_0D_t^{\xi} \text{sgn}(S)) + Cx_2] \quad (24)$$

$$i_q^* = \frac{1}{D} \int [{}_0D_t^{-\lambda} (k_1 |S|^{\alpha} {}_0D_t^{\xi} \text{sgn}(S) + k_2 |S|^{\beta} {}_0D_t^{\xi} \text{sgn}(S) + k_3 S + \varepsilon \|S\|_1 {}_0D_t^{\xi} \text{sgn}(S)) + Cx_2] dt \quad (25)$$

在 DFC 方法下,推力的设定值是 FOSMC 的输出信号,即:

$$F_c^* = n_p \frac{3\pi}{2\tau} \psi_f i_q^* = \frac{1}{D} n_p \frac{3\pi}{2\tau} \psi_f \int [{}_0D_t^{-\lambda} (k_1 |S|^{\alpha} {}_0D_t^{\xi} \text{sgn}(S) + k_2 |S|^{\beta} {}_0D_t^{\xi} \text{sgn}(S) + k_3 S + \varepsilon \|S\|_1 {}_0D_t^{\xi} \text{sgn}(S)) + Cx_2] dt \quad (26)$$

4 系统仿真分析

利用 MATLAB/Simulink 搭建 PMLSM-DFC 系统,用 SVPWM 取代开关表选择模块,补偿磁链和推力的静态误差,削弱响应速度的抖动,增强整体能力。PMLSM-DFC 结构框图如图 1 所示。

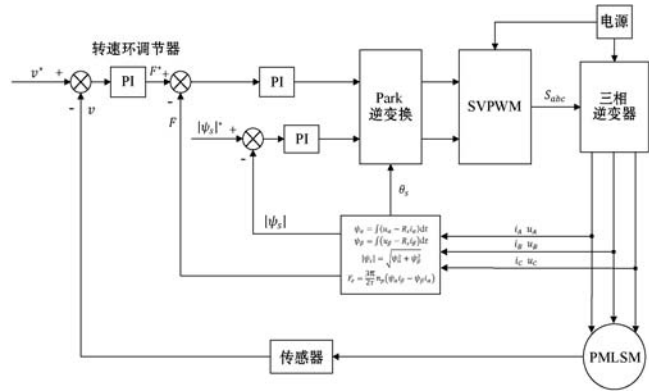


图 1 PMLSM-DFC 结构框图

在控制系统中,转速调节器可以减少扰动对系统的影响,减小转速波动,使得系统工作在稳定状态。在本文中,转速调节器分别采取 FOSMC 和改进 FOSMC 进行比较分析。

仿真用到的 PMLSM 参数为:直流电压 $U_{dc} = 500 \text{ V}$, 初级质量 $M = 10 \text{ kg}$, 绕组电阻 $R_s = 6.65 \text{ } \Omega$, 永磁体磁链 $\psi_f = 0.46 \text{ Wb}$, d、q 轴电感 $L_d = L_q = 0.0175 \text{ H}$, 极对数 $n_p = 2$, 极距 $\tau = 0.036 \text{ m}$, 黏性摩擦因数 $B = 0.04$ 。改进 FOSMC 的参数设置为: $c = 150, K_1 = 100, K_2 = 100, K_3 = 600, \varepsilon = 5$, 其中分数阶微积分阶次 $\lambda = 0.01$, $\xi = -0.4$ 。

要证明改进的 FOSMC 在 PMLSM-DFC 系统中的

整体功能,设定仿真时间为 2 s , 给定参考速度 $V^* = 1 \text{ m/s}$ 且保持不变,磁链给定值 $\psi_s^* = 0.46 \text{ Wb}$, 假设系统以 300 N 的负载启动,在 1 s 时突然增加到 600 N 。

两种方法下磁链环对比如图 2 和图 3 所示。在初级磁链一定的情况下,改进 FOSMC-DFC 的磁链更加圆润,抖动范围更小,追踪磁链的性能更强。

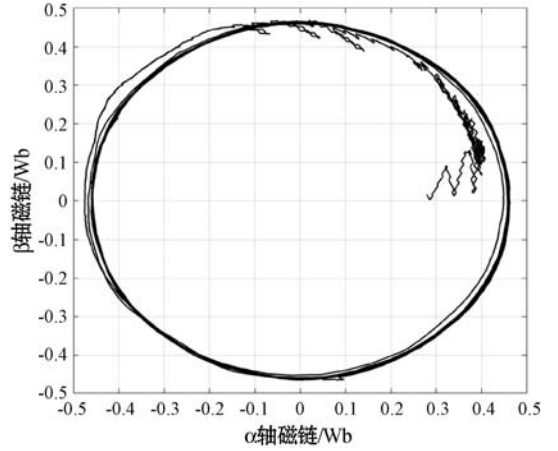


图 2 FOSMC-DFC 方法的磁链曲线

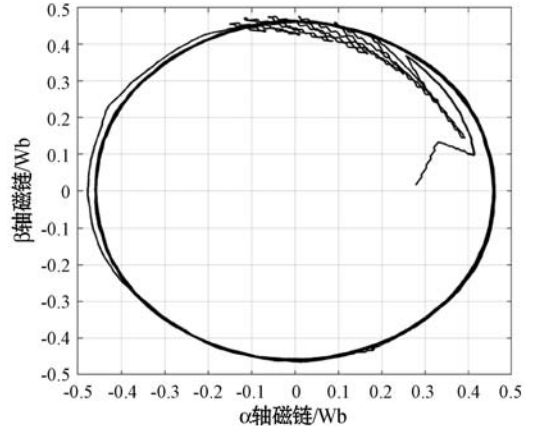


图 3 改进 FOSMC-DFC 方法的磁链曲线

如图 4 和图 5 所示,与 FOSMC-DFC 方法对比,在改进 FOSMC-DFC 方法下,系统的推力曲线更加平滑,大幅度削弱系统振荡,在 0.04 s 时系统保持稳定, 1 s 时负载突然增加到 600 N , 1.05 s 时到达平衡状态,推力波动保持在 $\pm 10 \text{ N}$ 左右,波动范围明显减小,推力曲线更加平滑,动静性能得到明显提升,有效地削弱了系统振荡。

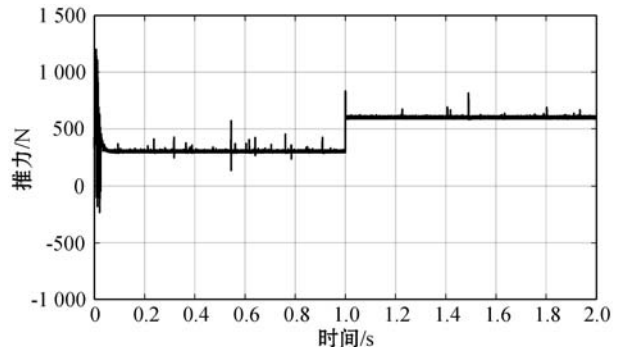


图 4 FOSMC-DFC 的系统推力曲线

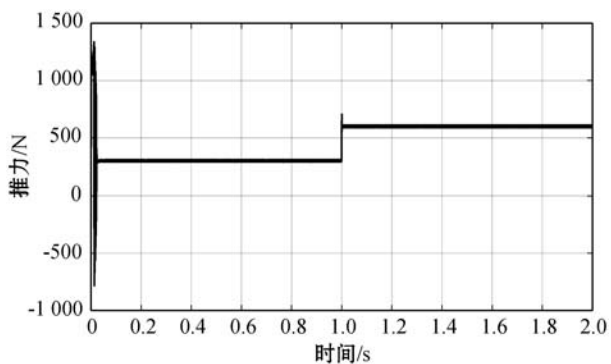


图5 改进 FOSMC-DFC 的系统推力曲线

如图6和图7所示,FOSMC-DFC下的速度曲线在0.05 s时达到稳态,在1 s负载变化时,系统速度响应的超调量变大,速度曲线发生小幅度扰动,到1.52 s时重新回到给定值。与之相比,改进 FOSMC-DFC 方法具有更好的控制性能,削弱超调量,系统达到平衡状态的周期明显缩减,0.03 s时到达目标值1.00 m/s,在1 s增加负载的情况下,1.002 s时再次回到目标值,系统具有很强的抗扰动性能,大幅度削弱系统误差,控制效果显著,能够实现更好的动态响应速度。

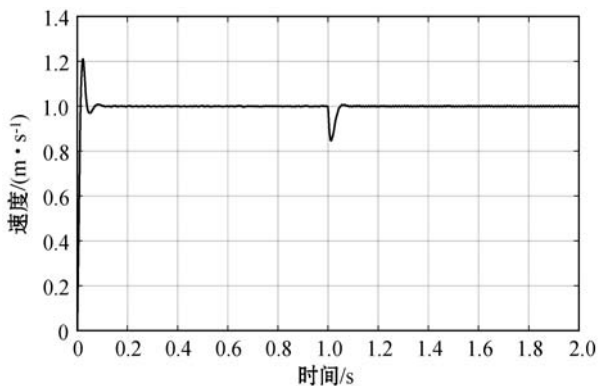


图6 FOSMC-DFC 的系统速度曲线

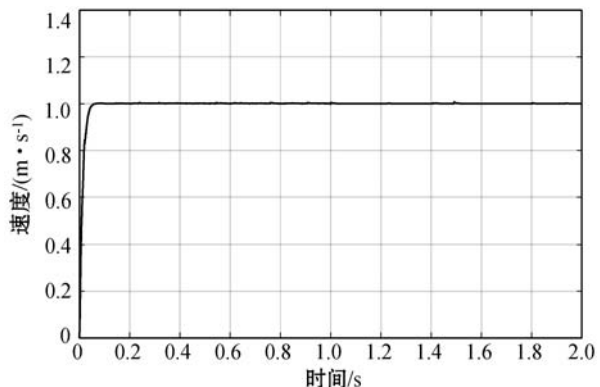


图7 改进 FOSMC-DFC 的系统速度曲线

如图8和图9所示,FOSMC-DFC下的磁链幅值曲线在0.15 s时到达稳定状态,磁链幅值保持在目标值0.46 Wb左右,抖动范围是0.458 ~ 0.462 Wb。改进 FOSMC-DFC 的磁链幅值响应速度更迅速,在0.10 s时到达稳态,磁链幅值保持在目标值0.46 Wb左右,抖动范围为0.456 ~ 0.463 Wb。改善了整体动、静态能

力以及抗扰动能力,鲁棒性增强,并显著提高了随动性。

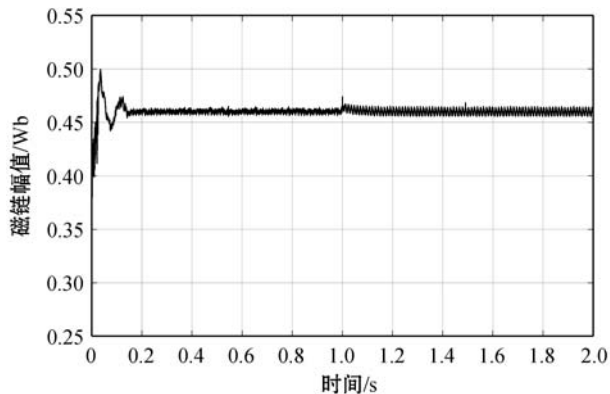


图8 FOSMC-DFC 的系统磁链幅值曲线

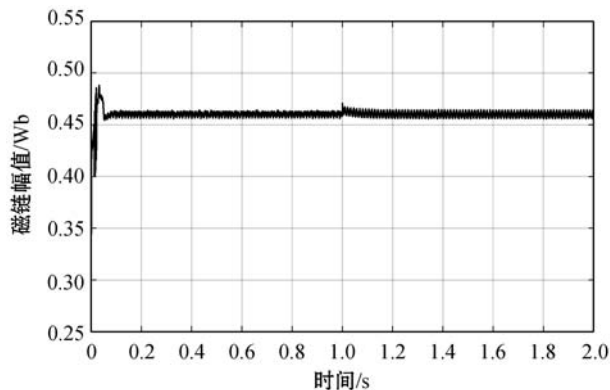


图9 改进 FOSMC-DFC 的系统磁链幅值曲线

如图10和图11所示,在未增加负载时,改进 FOSMC-DFC 的系统三相电流曲线更趋于稳定,波动较小;在1 s负载变化时,两种方法下的 PMLSM 均进入稳定状态,变化曲线为三相对称正弦交流电。

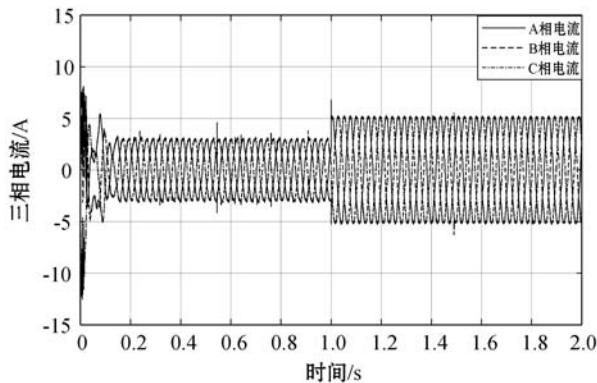


图10 FOSMC-DFC 的系统三相电流曲线

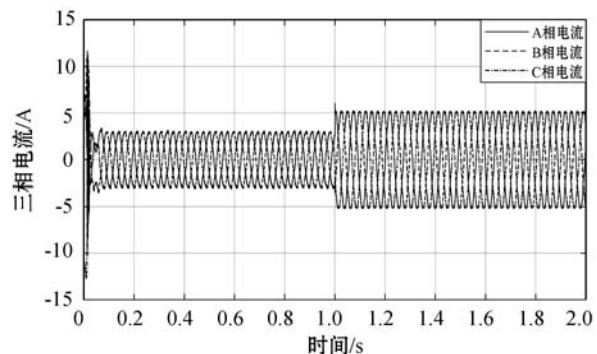


图11 改进 FOSMC-DFC 的系统三相电流曲线

从上述系统响应曲线的仿真结果可以看出,改进 FOSMC-DFC 方法具有较强的抗扰动能力、精确程度高,对推力和磁链抖动的抑制效果强,大幅度削弱超调量,转速、磁链和推力波动得到明显改善,系统响应速度更快,利用组合趋近律能够有效削弱系统振荡,显著提高整体性能。

5 结 语

本文针对 PMLSM-DFC 中 FOSMC 存在的精确程度低、磁链和推力抖动大等问题,提出一种改进的 FOSMC,无超调量,减小系统振荡,增强精确程度。仿真结果证明采用改进 FOSMC 方法的 PMLSM-DFC 具有更好的跟随能力和强鲁棒性,能够大幅度削弱磁链和推力抖动,提高响应速度,增强抗扰动能力。采取分数阶双幂次指数趋近律与分数阶变速趋近律相互作用的组合趋近律可以进一步增强整体运行能力,显著抑制系统振荡,适合应用于对系统性能和精确程度有很高需求的控制系统。

参 考 文 献

[1] 王健,蓝益鹏. 磁悬浮电机励磁三相直线同步电机离线参数辨识[J]. 电机与控制应用,2019,46(12):47-54.

[2] 宋雪玮,赵吉文,董菲,等. 基于 PSO-LSSVM 的永磁同步直线电机局部退磁故障识别[J]. 中国电机工程学报,2019,39(8):2426-2435.

[3] 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):61-66,89.

[4] 殷红梅,姜海林,汪木兰,等. 基于直接转矩控制策略的 PMLSM 电磁推力控制与仿真[J]. 机械设计与研究,2018,34(2):113-116,121.

[5] 赵希梅,吴勇慷. 基于自适应修正拉盖尔递归神经网络的永磁直线同步电机反推控制[J]. 电工技术学报,2018,33(10):2392-2399.

[6] 季明丽,钱厚亮. 基于扰动观测器和推力观测器的永磁直线同步电机推力控制研究[J]. 机电工程,2019,36(3):333-337.

[7] 向凡,许鸣珠. 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[J]. 电机与控制应用,2019,46(6):38-43.

[8] 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):483-488.

[9] Yang Z B, Zhang D, Sun X D, et al. Adaptive exponential sliding mode control for a bearingless induction motor based on a disturbance observer[J]. IEEE Access,2018,6:35425

-35434.

[10] Pukdeboon C. Extended state observer based third order sliding mode finite time attitude tracking controller for rigid spacecraft[J]. Science China Information Sciences,2019,62(1):1-16.

[11] Chen W, Zeng S, Zhang G Z, et al. A modified double vectors model predictive torque control of permanent magnet synchronous motor[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2019,34(11):11419-11428.

[12] He Z Y, Dong F, Zhao J W, et al. Thrust ripple reduction in permanent magnet synchronous linear motor based on tuned viscoelastic damper[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2019,66(2):977-987.

[13] Xu W, Elmorshedy M, Liu Y, et al. Finite-set model predictive control based thrust maximization of linear induction motors used in linear metros[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology,2019,68(6):5443-5458.

[14] 张言. 开关磁通永磁直线电机直接推力控制策略的研究[D]. 西安:西安电子科技大学,2018.

[15] 菅玲,董婷. 一种削弱永磁直线同步电机振动的方法研究[J]. 机电信息,2020(12):28-30.

[16] 李争,王蕾永,史雁鹏,等. 改进型积分滑模算法在永磁同步直线电机中的应用[J]. 微电机,2019,52(6):40-44.

[17] 卢琴芬,沈熒明,叶云岳. 永磁直线电动机结构及研究发展综述[J]. 中国电机工程学报,2019,39(9):2575-2588.

[18] 文叶叶. 基于分数阶滑模转速调节器的 PMSM 控制研究[D]. 西安:西安理工大学,2020.

(上接第 15 页)

[22] Elmhadi L, Karray M, Archimède B. A modular ontology for semantically enhanced interoperability in operational disaster response[C]//16th International Conference on Information Systems for Crisis Response and Management-ISCRAM, 2019:1021-1029.

[23] Fathy N, Gad W, Badr N. A unified access to heterogeneous big data through ontology-based semantic integration[C]//2019 9th International Conference on Intelligent Computing and Information Systems,2019:387-392.

(上接第 69 页)

[25] Ge R, Huang F R, Jin C, et al. Escaping from saddle points-online stochastic gradient for tensor decomposition[EB]. arXiv:1503.02101,2015.

[26] He K M, Zhang X Y, Ren S Q, et al. Delving deep into rectifiers: Surpassing human-level performance on ImageNet classification[C]//IEEE International Conference on Computer Vision,2015:1026-1034.