



# 基于二阶滑模观测器的永磁直线同步电机速度控制

苏明垢, 纪科辉

(浙江理工大学机械与自动控制学院, 杭州 310018)

**摘要:** 为改善永磁直线同步电机在传统比例-积分调节器下的速度超调、抗扰能力差等问题, 提出了一种速度-电流双闭环前馈-反馈控制方法。在速度环引入前馈环节, 构成伪微分前馈-反馈速度调节器, 从而提高系统的动态特性; 为提升直线电机系统的鲁棒性能, 在电流环引入了二阶滑模算法, 构建推力扰动观测器, 从而通过观测器的观测值实现对电流环给定值的前馈补偿。仿真与实验结果表明: 该方法在满足超调量指标的前提下, 与传统方法相比, 速度动态响应更快, 且在负载变化条件下, 动态降落更小, 恢复时间更短, 从而有效地提升了直线电机的速度控制性能。

**关键词:** 永磁直线同步电机; 速度控制; 滑模算法; 鲁棒性; 前馈补偿

中图分类号: TP273; TM341

文献标志码: A

文章编号: 1673-3851(2020)01-0071-08

## Speed control of permanent magnet linear synchronous motor based on second-order sliding mode observer

SU Minggou, JI Kehui

(Faculty of Mechanical Engineering & Automation, Zhejiang Sci-Tech University, Hangzhou 310018, China)

**Abstract:** To improve the speed overshoot and poor anti-interference performance of permanent magnet linear synchronous motor under the traditional proportion-integral (PI) regulator, a speed-current closed-loop method with feedforward and feedback control was proposed. A feedforward link in the speed loop was introduced to form a pseudo-derivative feedforward-feedback speed regulator to improve the dynamic characteristics of the system. To improve the robustness of the linear motor system, a second-order sliding mode algorithm was introduced into the current loop to construct the disturbance observer, so the feedforward compensation for the given value in the current loop was realized by the observed value of the observer. The simulation and experimental results show that the speed dynamic response of the proposed method is faster than that of the traditional method under the preconditions of meeting the overshooting index and the dynamic speed drop and recovery time are also smaller than those of the traditional method under the condition of variable load. The proposed method effectively improves the speed control performance of the linear motor.

**Key words:** permanent magnet linear synchronous motor; speed control; sliding mode algorithm; robustness; feedforward compensation

收稿日期: 2019-09-03 网络出版日期: 2019-11-01

基金项目: 国家自然科学基金项目(51677172); 浙江省自然科学基金项目(LY18E070006); 浙江省科技厅重点研发项目(2018C01074, 2018C01061); 浙江理工大学科研启动基金项目(3022151-Y)

作者简介: 苏明垢(1993-), 男, 福建泉州人, 硕士研究生, 主要从事电机控制方面的研究。

通信作者: 纪科辉, E-mail: jkh@zstu.edu.cn

## 0 引言

目前,永磁直线同步电机(Permanent magnet linear synchronous motor, PMLSM)因具有高加速度、高精度等优点而在诸多领域得到了应用<sup>[1-3]</sup>,尤其是在直线运动场合,由于省去了中间传动环节,因而相比传统的丝杠结构,具有更高的效率。然而,PMLSM又具有高度非线性、时变、易受干扰等特点,这给PMLSM的驱动和控制带来了诸多挑战<sup>[4-6]</sup>。

在现有的PMLSM速度控制系统中,速度环多采用PI调节器<sup>[7-8]</sup>。该方法可靠性较高而且简单、容易实现,在一定程度上能够满足大多数场合的控制要求。但是,PI调节器常常会有超调的倾向<sup>[9]</sup>,且当负载扰动、参数变化等不确定因素影响系统时,传统的PI控制方法已经很难满足系统对电机的性能要求,特别是在数控机床、升降电梯等对系统的稳态与动态特性要求较高的场合。

为提高电机速度控制系统的性能,Zhetpissov等<sup>[10]</sup>采用了一种PI调节器抗饱和的方法,通过反向计算使得时间常数重新赋值,从而在轻载的情况下,显著提高了电机的速度跟踪能力,然而该方法对参数变化的鲁棒性还有待进一步研究。吴一祥等<sup>[11]</sup>则采用了变增益的PI调节器,根据偏差情况实时调整调节器参数,使得系统的超调量大大降低,达到了快速精确的调速性能。张鹏等<sup>[12]</sup>通过引入专家控制思想来改进PI调节器,从而明显降低了系统的超调量。杨婧等<sup>[13]</sup>提出了一种基于位置信号的二阶滑模算法,通过实验发现该方法有助于提高同步电机速度控制的稳态性能与动态性能。然而这些研究大多只是给出了仿真结果,并没有进行实验现场验证,同时其作用对象多为旋转伺服,而非直线伺服。此外,为提升电机控制系统的抗扰能力,学者们提出了预测控制<sup>[14]</sup>、模型参考自适应控制<sup>[15]</sup>、滑模控制<sup>[16-17]</sup>等许多控制方法。其中采用一阶滑模扰动观测器设计的系统,在扰动观测补偿方面表现出较好的性能,但由于状态轨迹难以严格沿着滑模面向平衡点运动,易产生抖振问题,因而会严重影响系统的性能指标。为此,Wasu等<sup>[18]</sup>提出了新型趋近律,有效地降低了抖振现象;Chang等<sup>[19]</sup>将滑模控制与自适应控制相结合,在降低抖振、提升鲁棒性能方面显示出较好的效果。但是这些方法较为复杂,工程应用周期长。相比较而言,二阶滑模算法设计简单,不仅能够有效削弱抖振,而且在观测精度和鲁棒性方面具有较大优势。基于此,本文采用伪微分

前馈-反馈(Pseudo derivative feedback with feed-forward, PDFF)与二阶滑模扰动观测器相结合的控制方法,通过对速度环和电流环的前馈补偿,提高永磁直线同步电机系统的稳态与动态性能,从而进一步推动具有高速、高响应特点的直线伺服系统在数控机床、集成电路、机器人、纺织等行业的应用。

## 1 永磁直线同步电机的数学模型

永磁直线同步电机的动力学模型可用式(1)表示:

$$M \frac{dv}{dt} = F_{em} - Dv - F_{load} \quad (1)$$

其中: $M$ 表示动子与负载质量之和, $F_{em}$ 为电磁推力, $D$ 为粘滞系数, $v$ 为同步电机运行速度, $F_{load}$ 为负载力。

本文为便于分析,忽略磁饱和效应;不考虑涡流损耗和磁滞损耗;假定磁场在不考虑端部效应时沿直线方向呈正弦分布。则在 $d-q$ 坐标系下,表贴式PMLSM的电压方程可用式(2)表示:

$$\begin{cases} U_d = \frac{d\psi_d}{dt} - \frac{\pi v}{\tau} \psi_q + R_s I_d \\ U_q = \frac{d\psi_q}{dt} + \frac{\pi v}{\tau} \psi_d + R_s I_q \end{cases} \quad (2)$$

其中: $U_d$ 、 $U_q$ 分别为电机的 $d$ 轴和 $q$ 轴电压, $\psi_d$ 、 $\psi_q$ 分别为 $d$ 轴和 $q$ 轴磁链, $R_s$ 为电机电阻, $I_d$ 、 $I_q$ 分别为 $d$ 轴和 $q$ 轴电流, $\tau$ 为电机极距。电磁推力方程可以表示为:

$$F_{em} = n_p \frac{3\pi}{2\tau} \psi_f I_q = K_f I_q \quad (3)$$

其中: $\psi_f$ 为永磁体磁链, $K_f$ 为电磁推力常数, $n_p$ 为极对数。

## 2 前馈控制算法与滑模扰动观测器

### 2.1 PDFF调节器

PDFF调节器作为一种变结构的PI调节器,综合了PI调节器与伪微分前馈(Pseudo-derivative feedback, PDF)调节器的优点,使得系统在具有较快响应速度的基础上不会产生过大的超调量,同时又具有较强的低频抗扰性能<sup>[9]</sup>。PDFF调节器的结构框图如图1所示,其中: $V_{cmd}$ 为速度环给定值, $K_{vp}$ 为速度环比例增益, $K_{vi}$ 为速度环积分增益, $K_{vfr}$ 为速度环前馈增益。在没有前馈环节时速度环采用的是PDF调节器,该调节器迫使整个速度误差通过积分项,虽然降低了响应速度,但PDF调节器有了更高的积分增益和鲁棒性。在PDF调节器的基础上,

在速度环加入前馈环节, 进一步提高了系统的响应速度, 此时即为 PDFF 调节器。由图 1 可知, 当前馈环节增益为 1 时, 速度环调节器为传统的 PI 调节器。而当前馈环节增益为 0 时, 速度环控制结构变为 PDF 调节器。

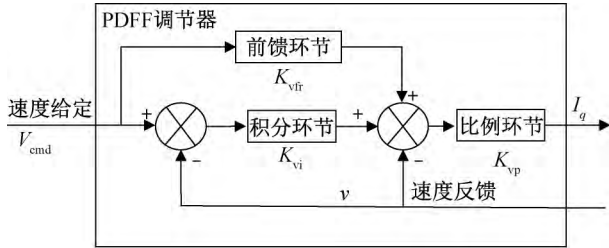


图 1 PDFF 调节器结构框图

对于采用 PDFF 的控制系统, PDFF 调节器的输出为电流环 PI 调节器的给定值, 即

$$I_q = K_{vp} \left[ K_{vi} \int (V_{cmd} - v) dt + K_{vfr} V_{cmd} - v \right] \quad (4)$$

## 2.2 PDFF 调节器的参数整定

由于实际系统中内环的响应速度比外环快得多, 因此为简化分析, 可将电流内环等效于一阶惯性环节。简化后速度环的结构框图如图 2 所示。其中  $T_c$  为电流环时间常数,  $K_c$  为电流环放大倍数,  $J = M(n_p \tau / \pi)^2$ , 表示动子的等效转动惯量。

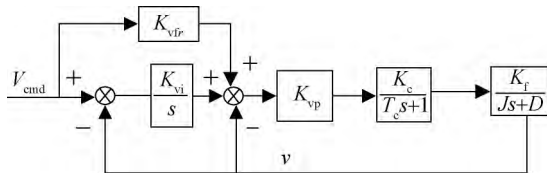


图 2 速度环简化框图

由图 2 可知, 采用 PDFF 调节器校正后, 速度环的开环传递函数为:

$$G_o = \frac{K_{vp} K_f K_c K_{vi} \left( \frac{K_{vfr}}{K_{vi}} s + 1 \right)}{s(Js + D)(T_c s + 1)} = \frac{K \left( \frac{K_{vfr}}{K_{vi}} s + 1 \right)}{s \left( \frac{J}{D} s + 1 \right) (T_c s + 1)} \quad (5)$$

其中:  $K = K_{vp} K_f K_c K_{vi} / D$ 。

首先考虑当  $K_{vfr} = 1.00$  时, 取  $K_{vfr} / K_{vi} = J/D$ , 则由式(5)可知, 此时受控对象被校正为典型 I 型二阶系统, 对单位阶跃输入的稳态误差为零。只需满足  $K > 0$  即可保证系统的稳定性。K 值越大, 系统的截止频率越大, 响应也越快, 但稳定裕度越小。因此该值的选取需要综合考虑快速性与稳定性之间的矛盾。

根据西门子公司提出的最佳整定方法<sup>[20]</sup>, 选取阻尼比  $\xi = 0.707$ , 则  $KT_c = 0.5$ , 此时系统的超调量

约为 4.32%, 相角裕度为 65.5°, 同时可得到调节器的各项参数为:

$$\begin{cases} K_{vfr} = 1.00 \\ K_{vi} = \frac{K_{vfr} D}{J} \\ K_{vp} = \frac{0.5 D}{T_c K_c K_f K_{vi}} \end{cases} \quad (6)$$

当  $K_{vfr} \neq 1.00$  且  $K_{vfr} \neq 0$  时, 由图 2 所示结构框图可知, 此时闭环传递函数为:

$$G_{cs} = \frac{K_{vp} K_c K_f K_{vfr} \left( s + \frac{K_{vi}}{K_{vfr}} \right)}{Js(T_c s + 1) \left( s + \frac{D}{J} \right) + K_{vp} K_c K_f (s + K_{vi})} \quad (7)$$

其中系统稳定的充要条件为  $(T_c D + J)(D + K_{vp} K_c K_f) > J T_c K_{vp} K_c K_f K_{vi}$ , 且各增益参数均为正系数。

由式(7)可知, 速度闭环后为, 该系统三阶系统, 包含 3 个极点和 1 个实数零点。闭环传递函数不再满足零极点对消的方法。此时时域方程的求解具有一定的难度。因此为分析系统的性能指标, 此处假定系统存在一对不在零点附近的共轭复数极点, 同时其实部比其他极点的实部的 1/5 还小, 即令

$$G_{cs} = \frac{\frac{K_{vp} K_c K_f K_{vfr}}{J T_c} \left( s + \frac{K_{vi}}{K_{vfr}} \right)}{(s + a)(s^2 + 2\xi_d \omega_n s + \omega_n^2)} \quad (8)$$

其中:  $a = (T_c D + J) / (J T_c) - 2\xi_d \omega_n$ , 表示系统的非主导极点,  $\xi_d$  为闭环系统的阻尼比,  $\omega_n$  为无阻尼自然振荡角频率。此时需满足条件:

$$\begin{cases} |\xi_d \omega_n| \leq \left| \frac{a}{5} \right| \\ |\xi_d \omega_n| \leq \left| \frac{K_{vi}}{5 K_{vfr}} \right| \end{cases} \quad (9)$$

根据高阶系统的近似处理方法可知, 系统的暂态响应性能由主导极点决定。因此式(8)所对应的系统可以进一步简化为二阶系统来分析。简化后的闭环传递函数可用式(10)表示:

$$G_{cs1} = \frac{\frac{K_{vp} K_c K_f K_{vi}}{a J T_c}}{s^2 + 2\xi_d \omega_n s + \omega_n^2} \quad (10)$$

根据式(10)可得到闭环系统的阻尼比和无阻尼自然振荡角频率, 可用式(11)表示:

$$\begin{cases} \omega_n = \sqrt{\frac{K_{vp} K_c K_f K_{vi}}{a J T_c}} \\ \xi_d = \frac{\frac{T_c D + J}{J T_c} - a}{2\omega_n} \end{cases} \quad (11)$$

结合式(10)–(11)可求得简化后的系统在单位阶跃响应下的超调量  $M_p$  与调整时间  $t_s$ , 可用式(12)表示:

$$\begin{cases} M_p = e^{-\frac{\xi_d \pi}{\sqrt{1-\xi_d^2}}} \times 100\% \\ t_s \approx \frac{3}{\xi_d \omega_n}, 0 < \xi_d < 0.8 \end{cases} \quad (12)$$

### 2.3 滑模扰动观测器

为进一步提升直线电机控制系统的抗干扰性能, 本文引入二阶滑模算法<sup>[21-22]</sup>用于永磁直线同步电机扰动推力的估算。令  $x_1 = \theta$ 、 $x_2 = v$  为系统的状态变量, 结合式(1)可构建式(13)来表示不确定非线性系统:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = f(t, x_1, x_2) \end{cases} \quad (13)$$

其中:  $f(t, x_1, x_2) = (F_{em} - Dv - F_{load})/M$ 。

为消除不确定函数  $f(t, x_1, x_2)$  的影响, 构建滑模观测器:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1 = \hat{x}_2 \\ \dot{\hat{x}}_2 = -u \end{cases} \quad (14)$$

其中:  $\hat{x}_1$  为角位置的估计值,  $\hat{x}_2$  为速度的估计值,  $u$  为滑模控制函数。

由于传统控制方法是将电流值作为控制输入量, 并且控制器多采用一阶滑模算法, 因此控制量中会包含有较多的高频成分而引入较大的抖振, 对系统的稳定性与可靠性有较大影响。为此, 本文选用一种简单的方法来对负载扰动进行补偿。这种方法的本质是将直线电机的加速度值作为控制输入, 然后通过推力与电流的线性关系补偿扰动的影响。由于是采用补偿的方式, 主控制量依然是速度环 PDF 调节器的输出, 而补偿量是二阶滑模观测器的输出, 高频开关成分主要作用在滑模量的二阶微分上, 因此能够较大程度地减小抖振作用。

令位置误差为  $e_1 = \hat{x}_1 - x_1$ , 并作为系统的滑模变量, 即  $s = e_1$ , 此时由式(13)–(14)可得:

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = e_2 \\ \dot{e}_2 = f(t, x_1, x_2) + u \end{cases} \quad (15)$$

不失一般性, 作如下假设:

假设 1:  $f(t, x_1, x_2)$  有界, 且为不确定光滑函数, 并满足

$$|f(t, x_1, x_2)| \leq f_{\max} \quad (16)$$

其中:  $f_{\max}$  为大于 0 的正常数。

假设 2: 式(15)所示的动态系统存在 Filippov 意义下的解, 且滑模控制函数有界。同时系统满足

二阶滑模存在的充分条件, 即

$$\begin{cases} 0 < K_m \leq \frac{\partial}{\partial u} \ddot{s} \leq K_M \\ (E\alpha + E)K_m - f_{\max} > (E\alpha - E)K_M + f_{\max} \\ (E\alpha - E)K_m > f_{\max} \end{cases} \quad (17)$$

其中:  $K_m$ 、 $K_M$  均为大于 0 的正常数。

作上述假设后, 可知滑模变量与控制输入的相关度为 2, 且系统的设计目标是迫使滑模变量及其一阶导数在有限时间内收敛到原点 (0, 0)。选择二阶滑模的螺旋算法作为系统的控制律, 此时

$$\begin{cases} u = E(\alpha \operatorname{sgn}(s) + \operatorname{sgn}(\dot{s})) \\ \alpha > 1 \end{cases} \quad (18)$$

其中:  $E$ 、 $\alpha$  是滑模控制函数的增益, 为正常数。系统的收敛情况由控制函数  $u(t)$  的增益参数  $E$ 、 $\alpha$  的取值所决定。在实际系统中,  $E$  的取值必须考虑实际系统参数, 包括驱动器、系统采样时间、电机的参数和硬件的综合性能等, 以使电机获得良好的动态性能<sup>[20]</sup>。同时可以知道, 滑模变量的轨迹将呈螺旋式地收敛于相平面原点, 并且总的收敛时间满足如下不等式:

$$\begin{aligned} T &\leq \frac{|\ddot{s}|}{[K_m(E\alpha - E) - f_{\max}]} + \frac{|\dot{s}|}{[K_m(E\alpha - E) - f_{\max}]} \\ &\leq \frac{|\dot{s}|}{(1-q)[K_m(E\alpha - E) - f_{\max}]} \end{aligned} \quad (19)$$

其中:  $q = \frac{K_M(E\alpha - E) + f_{\max}}{\sqrt{K_M(E\alpha + E) - f_{\max}}} < 1$ 。

令  $F_r = Dv + F_{load}$ , 则由式(1)可得, 电机转子加速度值为:

$$\frac{dv}{dt} = \frac{F_{em} - F_r}{M} \quad (20)$$

因此根据观测的加速度值可得扰动推力的估计值  $\hat{F}_r$  满足方程:

$$\frac{F_{em} - \hat{F}_r}{M} = \dot{v} = -u \quad (21)$$

同时为减小高频开关函数  $u$  所带来的计算误差, 引入低通滤波器 (Low pass filter, LPF), 结合式(3)可得电机扰动推力观测值为:

$$\hat{F}_r = K_t I_q + u \frac{1 - k_1}{z - k_1} M \quad (22)$$

其中:  $k_1$  为滤波时间常数。此时补偿的电流值为:

$$i_{q0} = \frac{\hat{F}_r}{K_t} \quad (23)$$

综上可得观测器结构, 框图如图 3 所示。





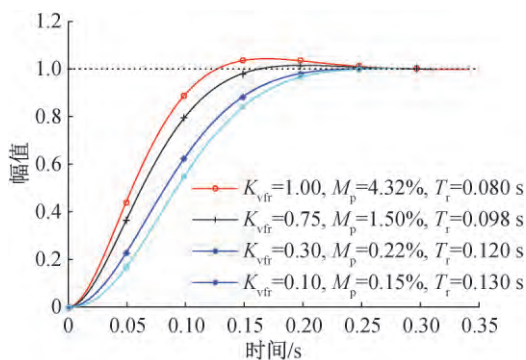


图6 PDF调节器在不同前馈增益下的阶跃响应

增益、比例增益和积分增益分别为 1.00、150、300，速度响应曲线 2 的前馈增益、比例增益和积分增益分别为 1.00、23、18，而本文方法的前馈增益、比例增益和积分增益分别为 0.60、150、300。由图 7 可知，速度响应曲线 1 的超调量约为 32.00%，负载情况下的动态速度降落约为 3.6 mm/s，恢复时间约为 0.02 s。速度响应曲线 2 的超调量约为 4.00%，负载情况下的动态速度降落约为 17.0 mm/s，恢复时间约为 0.25 s。而根据图 8 可知，本文方法经过观测器补偿后超调量仅为 0.60%，负载情况下的动态速度降落约为 3.1 mm/s，恢复时间只有 0.01 s。可见由于前馈项的调节，采用本文方法的系统在不影响稳定性的前提下能够拥有更大的环路增益。通过与传统方法中的曲线 2 比较可知，在上升时间基本相等且超调量指标小于 4.32% 的情况下本文方法能够保持更小的超调量，同时拥有更强的低频抗扰性能。

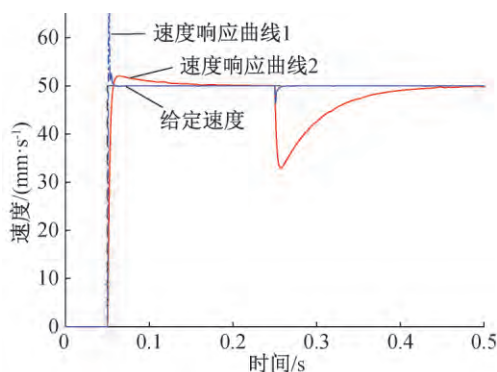


图7 传统方法的速度响应曲线

### 3.3 实验验证

根据理论和仿真分析结果，结合图 4 所示控制系统结构图，搭建了永磁直线同步电机的速度控制实验平台，并对传统方法与本文方法下的速度控制性能进行对比试验和分析。实验平台主要由计算机、驱动电路模块、DSP 控制电路模块、永磁直线同步电机和开关电源等五部分组成。实验平台的实物图如图 9 所示。

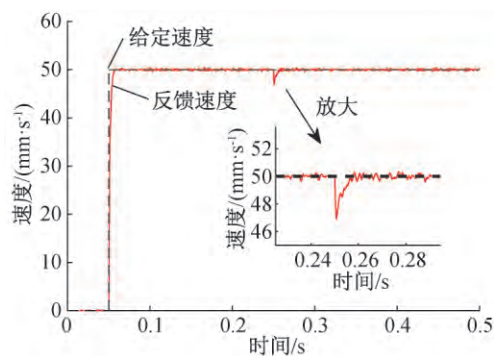


图8 本文方法的速度响应曲线

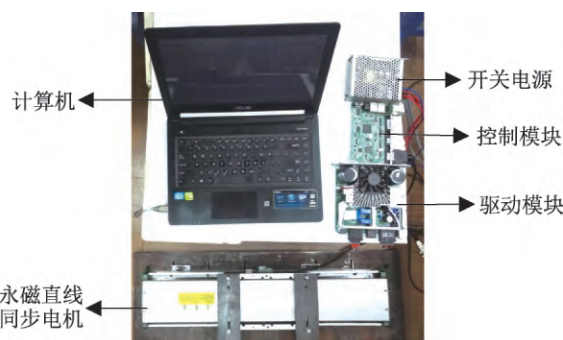
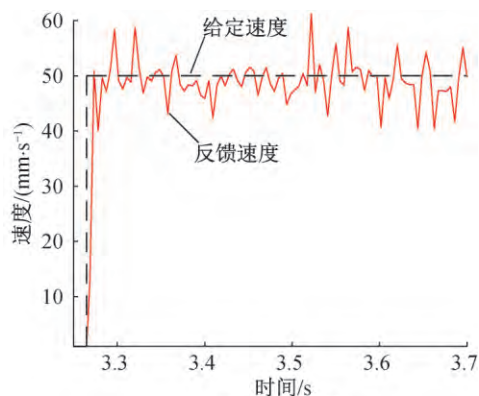


图9 基于 DSP 的永磁直线同步电机实验平台

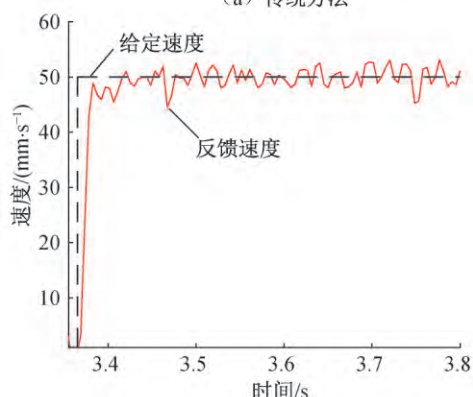
实验中设计的参数如下：在传统方法中， $K_{vfr} = 1.00$ ， $K_{vp} = 0.1$ ， $K_{vi} = 0.8$ ；方法改进后的  $K_{vfr} = 0.60$ ， $\alpha = 1.5$ ， $K_{vp}$ 、 $K_{vi}$  参数与传统方法相同。两种方法下给定的速度指令均为 50.0 mm/s，所带负载力为 50 N。同时由于实际系统中输入电源波动、机械摩擦等因素的存在会影响系统的可靠性，所以为抵消这些干扰，速度环输出均采用了带宽为 6 kHz 的陷波滤波器。

PMLSM 在给定速度为 50.0 mm/s 的情况下空载起动，得到两种控制方法下的速度响应实验曲线，如图 10 所示。由图 10 可知，传统方法的速度响应超调量约为 16.80%，调整时间约为 0.03 s。而控制方法改进后速度响应的超调量约为 11.00%，调整时间约为 0.02 s。可见，采用新的控制方法后，由于速度环伪微分的作用使得超调量明显减小，系统响应速度加快。同时对比图中曲线可知，控制方法改进后系统的稳态性能也得到了提高。

PMLSM 以 50.0 mm/s 的速度稳定运行，突加 50 N 负载力，得到两种控制方法下的速度响应实验曲线，如图 11 所示。由图 11 可知，突加负载扰动后，传统方法的速度动态降落约为 17.20%，回到稳态值的时间约为 0.10 s。采用本文方法后速度动态降落约为 14.00%，回到稳态值的时间约为 0.04 s。由此可知，方法改进后，在突加负载的情况下，由于电流环前馈补偿的作用，速度的动态降落更小，负载能力更强，系统的鲁棒性能优于传统方法。

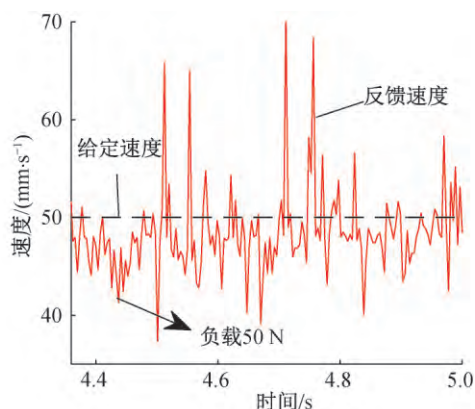


(a) 传统方法

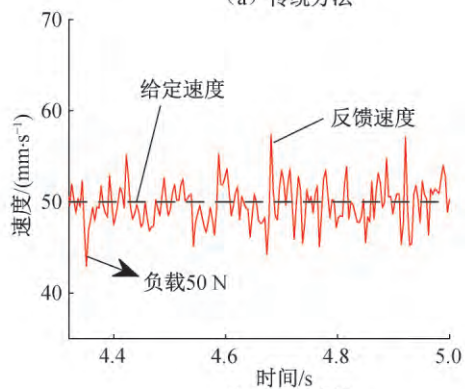


(b) 本文方法

图 10 空载起动速度响应实验曲线



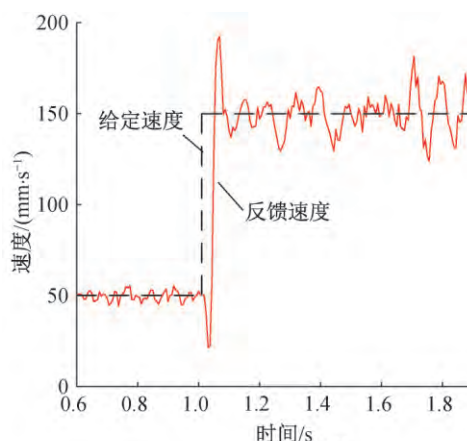
(a) 传统方法



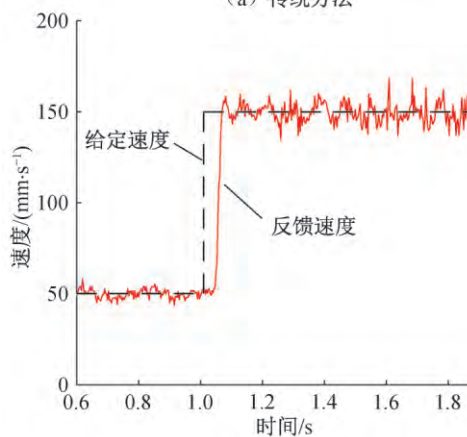
(b) 本文方法

图 11 负载扰动条件下的速度响应实验曲线

图 12 为 PMLSM 以 50.0 mm/s 的速度带 50 N 负载稳定运行, 速度给定突变至 150.0 mm/s 条件下的速度响应实验曲线图。由实验曲线图 12 可知, 传统方法的速度超调量约为 28.30%, 同时在给定速度变化瞬间, 达到 30.0 mm/s 的速度降落。而方法改进后速度超调量约为 10.00%, 给定速度变化瞬间, 速度降落约为 1.2 mm/s。可见, 采用本文方法后 PMLSM 在带载情况下的速度响应更快, 运行过程更加平稳, 且速度跟随性能也有较大程度的改善。



(a) 传统方法



(b) 本文方法

图 12 给定速度变化条件下的速度响应实验曲线

由 PMLSM 的空载起动、负载扰动、速度给定变化 3 种工况下速度响应的实验结果可知, 传统控制方法容易产生较大的超调量, 而且抗干扰能力较弱。本文提出的基于二阶滑模算法与伪微分前馈补偿的控制方法, 在空载和带载条件下, 速度的动态响应明显比传统方法快, 且精度更高; 同时, 在负载变化的情况下, 由于扰动观测器的前馈补偿作用, 系统具有更强的鲁棒性。

#### 4 结 论

传统 PI 控制器下的永磁直线同步电机呈现

出速度响应易超调、抗干扰能力差的问题,为此,本文提出了PDFF调节器与二阶滑模观测器相结合的控制策略,在理论分析的基础上对所提方法进行了仿真与实验验证。结果表明:

a)PDFF调节器能够有效地减小控制系统的超调量,同时在超调量指标相等的情况下,其上升时间明显小于传统方法。

b)所设计的二阶滑模观测器简单,易于实现。在大负载的情况下,其抗扰动能力优于传统方法,在对直线电机速度控制性能要求较高的场合具有较好的应用价值和前景。

#### 参考文献:

- [1] Xi J S, Dong Z G, Ding Y, et al. An adaptive 2DoF P—PI controller based on an improved just-in-time learning technique for ultra-low-velocity linear stages driven by PMLSMs[J]. Precision Engineering, 2018, 52:392-406.
- [2] Sun X D, Shi Z, Wang S H, et al. Linearizing control of a permanent magnet linear synchronous motor with inverse system scheme plus an internal model controller [J]. International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics, 2017, 55(4):523-534.
- [3] 赵希梅,马志军,朱国昕.基于迭代学习与 FIR 滤波器的 PMLSM 高精度控制[J].电工技术学报,2017,32(9):10-15.
- [4] 李萍,曹健.直线电机的紧格式无模型自适应控制[J].微电机,2014,47(9):50-52.
- [5] 刘保彬,周伟.基于高阶内模的鲁棒自适应迭代学习控制[J].控制工程,2018,25(5):770-776.
- [6] 史伟民,欧阳博,杨亮亮,等.基于模型参考自适应控制的直线电机位置控制[J].机电工程,2017,34(3):260-266.
- [7] 牛灏然,李星雨,王洪林,等.基于 SVPWM 的永磁直线同步电机控制系统设计与实现[J].微电机,2016,49(6):28-32.
- [8] Abdi L, Rostami N, Bagheri P, et al. Nonlinear model predictive control of permanent magnet linear synchronous motor [C]//Power Electronics, Drive Systems Technologies Conference. Mashhad: IEEE, 2017:448-453.
- [9] George E. PDFF: An evaluation of a velocity loop control method[C]//Proc. of the International Intelligent Motion Conference. Nürnberg: ZM Communications, 1999:49-54.
- [10] Zhetpissov Y, Kaibaldiyev A, Do T D. PI anti — windup speed control of permanent magnet synchronous motor based on feedforward compensation [C]//2018 ELEKTRO. Mikulov: IEEE, 2018:1-8.
- [11] 吴一祥,曾岳南.直线电机速度伺服系统的变增益 PI 控制[J].组合机床与自动化加工技术,2010(11):60-63.
- [12] 张鹏,孙树亮,倪振松.改进型 PI 控制在纯电动汽车调速系统上的应用[J].山东理工大学学报(自然科学版),2018,32(3):21-26.
- [13] 杨婧,纪科辉,赵新龙,等.基于二阶滑模算法的永磁同步电机控制[J].微特电机,2018,46(2):38-41.
- [14] 王明义,刘家曦,李立毅,等.永磁同步直线电机电流预测控制优化设计[J].电机与控制学报,2013,17(11):28-32.
- [15] 王惠民,张颖,葛兴来.基于全阶状态观测器的直线牵引电机励磁电感在线参数辨识[J].中国电机工程学报,2017,37(20):6101-6108.
- [16] 金鸿雁,赵希梅.双直线电机伺服系统 Elman 神经网络互补滑模交叉耦合同步控制[J].电工技术学报,2018,33(21):4971-4978.
- [17] 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):8-12.
- [18] Wasu S M, Sarode U B, Bhavalkar M P. Speed control of PMSM system using improved reaching law based sliding mode control and disturbance observer technique [J]. International Journal of Advanced Computer Research, 2013, 3(13):312-318.
- [19] Chang S H, Chen P Y, Ting Y H, et al. Robust current control — based sliding mode control with simple uncertainties estimation in permanent magnet synchronous motor drive systems [J]. IET Electric Power Applications, 2010, 4(6):441-450.
- [20] 阮毅,杨影,陈伯时.电力拖动自动控制系统-运动控制系统[M].北京:机械工业出版社,2016:64-74.
- [21] Ji K H, Shen J X, Jin M J. Low speed servo system with second — order sliding mode algorithm[C]//IEEE International Symposium on Industrial Electronics. Hangzhou: IEEE, 2012:686-691.
- [22] Bartolini G, Damiano A, Gatto G, et al. Robust speed and torque estimation in electrical drives by second — order sliding modes[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2003, 11(1):84-90.

(责任编辑:康 锋)