

文章编号 1004-924X(2023)10-1475-12

永磁直线同步电机的多步虚拟位置预测控制

王荣坤*, 汪志鑫, 杜全恺, 庄宇佳, 郭新华
(华侨大学 信息科学与工程学院, 福建 厦门 361000)

摘要: 预测控制是一种通过数学模型对电机未来行为进行预测与调整, 以此减小系统时延影响的优化控制方法。系统时延是一种非线性时变扰动, 难以被准确估算与补偿, 降低了传统位置预测控制应用于直线电机这类响应快速对象时的位置跟踪性能。本文分析了永磁直线同步电机的系统时延来源与影响, 在预测模型中引入主动变速系数来降低系统时延以加快电机响应速度, 解决了传统预测控制无法进行滚动优化的问题进而提出了一种多步虚拟位置预测控制, 实现高性能系统时延补偿。文章对一台医用显微镜用小功率永磁直线同步电机进行仿真和实验, 结果表明所提方法能够加快电机动态响应速度, 并且在对三角、正弦等不同类型曲线的跟踪中均能够降低系统时延的影响, 位置跟踪精度相较传统位置预测控制提高了约 20%。

关键词: 永磁直线同步电机; 系统时延; 多步虚拟位置预测控制; 位置跟踪精度; 响应速度

中图分类号: TP394.1; TH691.9 **文献标识码:** A **doi:** 10.37188/OPE.20233110.1475

Multi-step virtual position predictive control of permanent magnet linear synchronous motor

WANG Rongkun*, WANG Zhixin, DU Quankai, ZHUANG Yujia, GUO Xinhua

(Department of Information Science Engineering, Huaqiao University, Xiamen 361000, China)

* Corresponding author, E-mail: wangrongkun@hqu.edu.cn

Abstract: Notably, predictive control is an optimal control strategy that reduces the impact of system delays by predicting and adjusting the future behavior of a motor using mathematical models. System delays are nonlinear time-varying disturbances that are often difficult to accurately estimate and compensate for. Moreover, they degrade the position tracking performance of conventional position predictive control when applied to fast responding objects such as linear motors. This study analyzes the sources and effects of system delays in a permanent magnet synchronous linear motor. A multi-step virtual positive predictive control is proposed by introducing an active variable speed coefficient into the prediction model to reduce the system delay and speed up motor response. This addresses the observed decrease in motor speed with a decrease in the position prediction error during the tracking process of conventional predictive control, which often leads to the failure of rolling optimization, and realizes time delay compensation for high-performance systems. This study experimentally simulates a low-power permanent magnet linear synchronous motor for medical microscopes. The proposed method can accelerate the dynamic response of the motor and re-

收稿日期: 2022-09-27; 修订日期: 2022-11-08.

基金项目: 厦门市青年创新基金资助项目 (No. 3502Z202006016); 华侨大学中青年教师科技创新资助计划 (No. ZQN-908)

duce the effect of system delays on the tracking of different types of curves such as triangular and sinusoidal. In particular, the position tracking accuracy is improved by approximately 20% over that of conventional position predictive control.

Key words: permanent magnet linear synchronous motor; system delay; multi-step virtual position predictive control; position tracking accuracy; speed response

1 引言

近年来,永磁直线同步电机(Permanent Magnet Linear Synchronous Motor, PMLSM)因其具有结构简单、推力密度高、加减速能力高等优点逐渐取代旋转电机被广泛运用于激光加工及高档数控机床等高精度定位的工业场景中,成为当下的研究热点^[1-2]。与旋转电机相比,直线电机省去了机械传动链等结构,使PMLSM的运动是直接由推力产生的,导致PMLSM对系统负载扰动、外部干扰、非线性摩擦等更为敏感^[3-4]。此外系统延迟也是一个不可忽视的非线性因素,特别是对医用显微镜等这类短行程、慢速度的精密控制场景^[5],更应考虑系统时延对控制性能的影响,以满足动态锁定与高精度跟踪的需求。

目前针对直线电机的研究更多集中在将预测控制应用于电流环^[6-8],以优化电流内环性能为核心来间接提升电机位置环性能。但是在伺服跟踪或者目标定位等以位置性能为主的场合,直接优化位置环将会取得更好的效果,特别是直线电机能够直接获取位置信息并且容易建立准确的位置环模型。因此,展开位置环精度提升具有重要的意义。为此研究者提出许多控制策略,其中预测控制能够基于当前状态而对系统未来状态进行预测,提前获取未来时刻的系统状态并及时做出调整^[9],是当前系统时延研究的重点方向之一。

沈阳工业大学的赵希梅团队提出基于时间序列预测的无模型法^[10],依据过往误差值的指数加权递推形式实现平滑预测,但该方法需要在线处理的数据量大,对控制系统要求高。该团队又根据控制系统传递函数设计模型预测控制器(Model Predictive Control, MPC)替代无模型控制器作为前馈控制器,同时加入扰动观测器降低系统内、外扰动对MPC预测结果的影响^[11]。高宇^[12]建立一种具有不确定扰动的跟踪误差预测模型,在此基础上设计了一种Min-max MPC,通

过二次代价函数对预测结果进行调整,但是MPC的加权矩阵依赖经验选取,操作繁杂。另外,杨潇^[13]将离线法和在线法相结合,提出一种基于模型的误差补偿方法,利用仿真提前得到无补偿的预测误差并作为参考轨迹,通过约束模型预测控制获得补偿信号,从而将反向修正的原始参考信号作为新的系统输入。

以上针对位置预测控制的研究中,仍存在两方面问题:一是未对系统时延进行深入探究。系统时延具有非线性动态变化的特点,如果传统位置预测控制继续以采样周期作为预测步长,将难以达到准确补偿系统时延的效果。因此,学者们引入滚动优化的思想,通过对评价函数的合理设计,在有限时域内预测运算滑动窗口并求取系统最优解,可以在一定程度上实现对系统时延的补偿。现有研究更多将系统时延等效于一个半或两个控制周期,采用占空比更新^[14]、两步预测模型^[15]、网络化运动控制^[16]等方法来降低系统对时延的敏感度,但是对于PMLSM等快速响应系统而言,这些方法需要增加、改变硬件配置等,且对系统时延的补偿效果有限。二是忽略了电机的位置控制系统本质上是一种主动变速控制。文献[17]提出,通过加快控制量的变化速度,可以实现位置跟踪误差的减小。而传统位置预测控制直接利用电机离散模型构建预测模型,导致其在动态运动中弱化了预测模型对动子速度的调整能力,降低了电机的响应速度与最大运行速度,导致在PMLSM的位置预测中滚动优化效果不佳。

为解决上述问题,通常有两种解决思路,一是对评价函数进行改进,二是优化预测模型。本文从优化预测模型角度出发,在传统位置预测模型的基础上提出一种多步虚拟位置预测控制(Multi-step Virtual Position Predictive Control, MVPPC),该方法能够降低位置跟踪过程中系统时延的影响,以提高位置跟踪精度。首先,将预测控制与主动变速原理相结合,在预测模型中引

入主动变速系数来设计一种改进位置预测模型,既增强 PMLSM 动态性能,同时能够解决传统位置预测对多步预测机制限制的问题。在此基础上,引入滚动优化来构建多步位置预测,降低无法准确估计系统时延产生的不利影响,达到提高 PMLSM 位置跟踪精度目的。最后,在医用显微镜 PMLSM 平台验证所提控制器对位置跟踪性能的提升情况,对比仿真实验结果表明所提方法使位置精度与系统时延得到改善。

2 PMLSM 位置预测控制

2.1 PMLSM 数学模型

PMLSM 在 dq 轴旋转坐标系下的电压方程为:

$$\begin{cases} U_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - L_q i_q \frac{v\pi}{\tau_p} \\ U_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + (L_d i_d + \phi_m) \frac{v\pi}{\tau_p} \end{cases}, \quad (1)$$

其中: u_d, u_q 分别为定子绕组 d, q 轴电压; i_d, i_q 分别为 d, q 轴电流; L_d, L_q 分别为 d, q 轴电感; R 为定子电阻; ϕ_m 为永磁体磁链; v 为动子运行速度; τ_p 为电机极距。

电磁推力 F_e 为:

$$F_e = \frac{3\pi n_p}{2\tau_p} [(L_d - L_q) i_d i_q + \phi_m i_q], \quad (2)$$

式中, n_p 为极对数。

本研究选用表贴式电机作为研究对象,故有 $L_d = L_q$ 。所以,可将式(2)简化为:

$$F_e = \frac{3\pi n_p}{2\tau_p} \phi_m i_q. \quad (3)$$

PMLSM 动力学方程为:

$$M \frac{dv}{dt} = F_e - F_l - D_p v, \quad (4)$$

其中: M 为电机质量,其为动子及其上负载质量之和; F_l 为电机阻力,当电机空载时仅为导轨摩擦力,电机运动时导轨所受总外部阻力; D_p 为电机粘滞摩擦系数。

位置 P 和速度 v 之间满足关系:

$$\frac{dP}{dt} = v. \quad (5)$$

2.2 传统位置预测控制

采用欧拉法对式(4)在第 k 时刻进行离散化

处理,得到速度离散模型为:

$$v(k) = \left(1 - \frac{D_p T_s}{M}\right) v(k-1) + \frac{T_s}{M} (F_e - F_l), \quad (6)$$

式中, T_s 为采样周期。

由于电磁推力可通过电流计算得到,所以将式(3)代入式(6)中,构建电流和速度的关系式,也可称为速度反馈模型:

$$v(k) = \left(1 - \frac{D_p T_s}{M}\right) v(k-1) + \frac{T_s}{M} \left(\frac{3\pi n_p \phi_m i_q}{2\tau_p} - F_l \right). \quad (7)$$

采用同样离散方法对式(5)在第 k 时刻进行离散化处理,得到位置离散模型为:

$$P(k+1) = P(k) + v(k) T_s. \quad (8)$$

再将式(7)代入式(8),即可得到传统位置预测控制(Conventional Position Predictive Control, CPPC)模型:

$$\begin{aligned} P(k+1) = P(k) + \left(1 - \frac{D_p T_s}{M}\right) T_s v(k-1) + \\ \frac{T_s^2}{M} \left(\frac{3\pi n_p \phi_m}{2\tau_p} - \frac{F_l}{i_q} \right) i_q = \\ P(k) + A v(k-1) + B i_q, \end{aligned} \quad (9)$$

其中: A 为速度因子,其通过改变速度来引起位置变化,当运动开始后其为固定常数; B 为电流因子,其通过电流来改变负载转矩引起位置变化,在不同工况、不同时刻均会发生变化。参数 A 和 B 的取值具体由式(10)计算确定:

$$\begin{cases} A = \left(1 - \frac{D_p T_s}{M}\right) T_s \\ B = \frac{T_s^2}{M} \left(\frac{3\pi n_p \phi_m}{2\tau_p} - \frac{F_l}{i_q} \right) \end{cases}. \quad (10)$$

为了筛选最佳预测输出值,并确保预测输出值处于稳定范围内,需要设计一个合理的评价函数。文献[18]提出,位置评价函数是以电流最小化来筛选最佳位置预测值,但是这种方法忽略了相对于电流而言,速度对位置的影响更大。在不考虑摩擦与负载情况下,式(10)可以简化为:

$$\begin{cases} A = T_s \\ B = T_s \frac{3\pi n_p \phi_m T_s}{2\tau_p M} \end{cases}. \quad (11)$$

由于电流因子 B 中 T_s 所乘系数是远小于 1 的,所以认为速度因子 A 大于电流因子 B 。因此

$$P_{T\text{-sys}}(k+1)=P(k)+\left(1-\frac{D_p T_{\text{sys}}}{M}\right)T_{\text{sys}}v(k-1)+\frac{T_{\text{sys}}^2}{M}\left(\frac{3\pi n_p \psi_m i_q}{2\tau_p}-F_l\right). \quad (15)$$

将式(15)减去式(9),预测步长不准确引起的预测偏差 ΔP_l 为:

$$\Delta P_l=(T_{\text{sys}}-T_s)\left(1+\frac{D_p}{M}(T_{\text{sys}}+T_s)\right)v(k-1)+\left(T_{\text{sys}}^2-T_s^2\right)\left(\frac{3\pi n_p \psi_m i_q}{2\tau_p M}-\frac{F_l}{M}\right). \quad (16)$$

在式(9)表示的传统位置预测模型中,通常以位置环采样周期 T_s 作为预测步长。如果实际系统运行过程中满足 $T_s=T_{\text{sys}}$ 则 $\Delta P_l=0$ 。但是在实际过程中 $T_s \neq T_{\text{sys}}$,忽略了 T_c 和控制误差的影响,使得预测过程中位置预测步长与系统时延并不相等,并且 T_{sys} 是一个动态变量,继续采用恒定 T_s 进行位置预测,将会产生额外的位置预测偏差。 T_s 增大或减小,最终会出现跟踪精度下降、预测失稳等问题。

3 多步虚拟位置预测控制

上一节分析指出,当 T_{sys} 无法被准确获取时,采用单步预测控制无法保障对系统时延的补偿效果。而多步预测在CPPC研究中也较少采用,主要原因是随着预测步数增加,预测位置值越加接近参考位置 pos^* 。根据式(13)可知,位置误差减小将导致输入到速度环的参考速度数值减小,这时系统以速度减小的方式跟踪参考曲线。如果参考曲线趋于稳定,那么多步传统位置预测控制能够实现准确跟踪;但是如果参考曲线处于在快速变化期间,采用多步预测结构的传统位置预测控制将以较小的速度趋近参考曲线,无法实现快速响应和跟踪,进而导致位置跟踪误差增大、跟踪失败等问题的出现。为解决此问题,本文从优化预测模型观点出发,提出了多步虚拟位置预测控制(Multi-step Virtual Position Predictive Control, MVPPC)。

3.1 虚拟位置预测模型

由上述分析中可知,传统位置预测控制通过

增加预测步数以减小系统时延对位置环性能影响的策略是不可行的。PMLSM的位置环调整本质上是一种主动变速控制,即通过对控制量的主动调整实现跟踪性能提升。因此,本文将主动变速原理^[17]引入到位置预测模型中,解除传统位置预测控制中对预测步数的限制,并且考虑到速度因子 A 对位置环跟踪性能影响更大,所以在位置预测模型(9)中速度项引入主动变速系数 λ 来构建虚拟位置预测模型(Virtual Position Predictive Control, VPPC)为:

$$P(k+1)=P(k)+(-1)^\lambda A v(k-1)+B i_q, \quad (17)$$

其中, λ 取值与参考曲线有关,满足关系:

$$\lambda=\begin{cases} 0, & \text{if}(e^*(k)=e^*(k-1)=0) \\ 1, & \text{else} \end{cases}, \quad (18)$$

其中: $e^*(k)=P^*(k)-P^*(k-1)$, $e^*(k-1)=P^*(k-1)-P^*(k-2)$ 。

根据式(17)和式(18)可知,通过判断参考曲线运动状态,虚拟位置预测模型通过动态调整 λ 来改变模型性质。当参考曲线变化缓慢时, $\lambda=0$,输出真实位置预测值以牺牲速度变化来提高位置跟踪精度;当曲线处于快速变化时, $\lambda=1$,调整模型输出虚拟位置预测值以提高电机参考速度,实现快速跟踪效果。式(17)的位置信息相较于传统位置预测模型式(9)中的位置,是一种假设参考位置将在下一周期发生快速变化的基础上进行预测而获得的位置信息,故称之为虚拟位置。虚拟位置预测控制是一种通过改变位置信息来调整跟踪速度达到高精度快速跟踪的控制方式。

如图3所示,当参考位置 and 实际位置分别在①的 O' 点和 O 点时,控制系统开始预测下一个周期的位置信息。由于参考位置处于快速变化中,为了得到更小的实际位置误差,在②中虚拟位置预测控制输出虚拟位置误差,其幅值大于传统位置预测输出的位置误差($P_{pAC} > P_{pAB}$)。当虚拟位置信息进入速度环后,对系统的影响将被放大,并在③中缩短了参考速度达到最大速度的时间($t_{OC} < t_{OA}$)。同时,在接下来的控制周期中,虚拟位置预测控制的反馈速度响应也要早于传统位置预测控制($t_{OD} < t_{OB}$)。所以在④中,能够获得更小的实际位置误差($P_{AB} < P_{AC}$)。

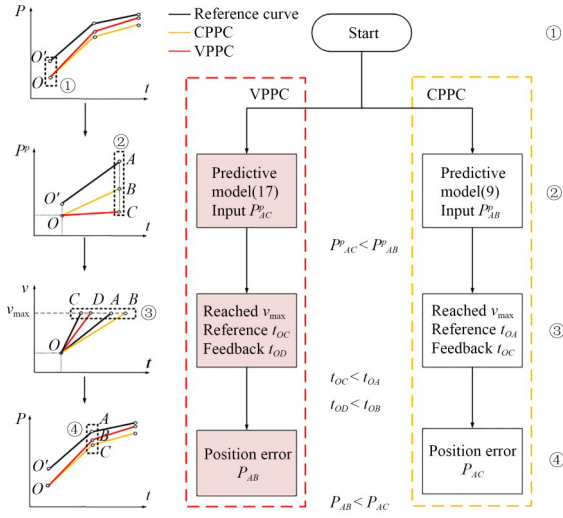


图 3 单步预测流程

Fig. 3 Single-step prediction process

3.2 多步虚拟位置预测控制

将式(9)和式(17)相减,可得传统位置预测和虚拟位置预测的单步预测差值 ΔP_v 为:

$$\Delta P_v = (1 - (-1)^\lambda) A v(k-1). \quad (19)$$

根据式(19)和图4(a)可发现,相对于传统位置预测控制,结合主动变速原理的虚拟位置预测控制不仅能够实现位置的准确预测,还能够在此基础上提升电机最大速度运动。但是由于模型参数数值较小,且PMLSM运行速度有限,采用单步预测对电机位置性能的提升效果有限。

为减小系统时延带来的不利影响,达到进一步提高位置控制性能的目的,本文以式(17)为第一步预测模型,引入滚动优化机制来建立多步虚拟位置预测控制为:

$$P(k+2) = P(k+1) + (-1)^\lambda A v(k) + B i_q, \quad (20)$$

$$P(k+3) = P(k+2) + (-1)^\lambda A v(k+1) + B i_q, \quad (21)$$

...

$$P(k+N_p) = P(k+N_p-1) + (-1)^\lambda A v(k+N_p-2) + B i_q, \quad (22)$$

其中: λ 的取值满足式(18),且只在每个周期开始前进行重新标定计算,而在多步虚拟位置预测控制滚动优化过程中不再进行调整。

此外,同样需要引入评价函数来确保滚动过程在限定范围内,避免出现预测失控等问题。由

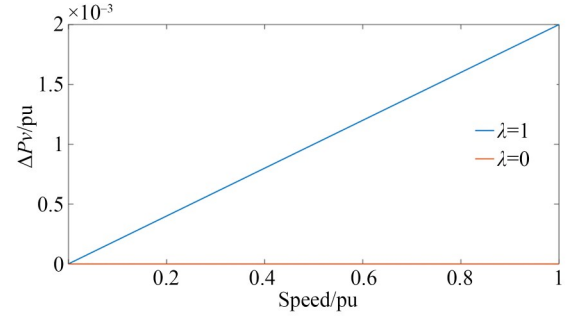
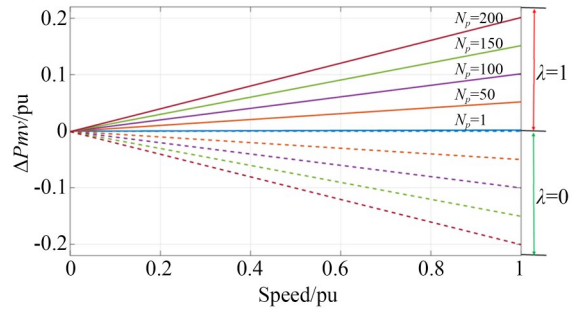
(a) 单步预测差值
(a) Single-step prediction error(b) 多步预测差值
(b) Multi-step prediction error

图 4 预测控制性能比较

Fig. 4 Comparison of predictive control performance

于速度因素已经通过主动变速系数加入到预测模型中,所以评价函数可以简化为:

$$J = (P^*(k+1) - P(k+N_p))^2. \quad (23)$$

此时,基于多步虚拟位置预测的PMLSM控制结构如图5所示。包含预测模型、滚动时域、评价函数三个模块,能够通过滚动优化来实现位置跟踪性能提升。

在此基础上,将式(9)和式(22)相减,可得传

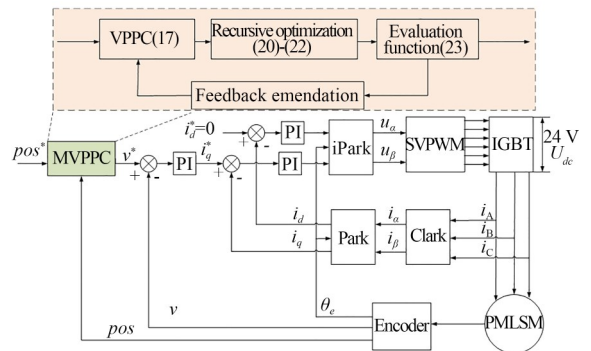


图 5 基于多步虚拟位置预测的PMLSM控制结构

Fig. 5 MVPPC-based PMLSM control structure

统位置预测方法与多步虚拟位置预测方法的多步预测差值 ΔP_{mv} 为:

$$\Delta P_{mv} = (1 - N_p(-1)^\lambda) A v(k-1) + (1 - N_p) B i_q. \quad (24)$$

根据式(24)和图4(b)可发现,在速度相同且 $\lambda=1$ 时,随着预测步数 N_p 逐渐增加, ΔP_{mv} 也随之增大。结合图3对虚拟位置预测的单步分析,在快速跟踪过程中采用多步预测控制的 PMLSM 的动态响应等性能得到了提升,达到实现以更大速度跟踪参考曲线的目的。

基于 MVPPC 的位置环传递函数框图如图6所示。

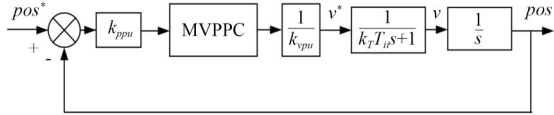


图6 位置闭环传递函数框图

Fig. 6 Block diagram of closed loop transfer function of position loop

虽然 λ 会跟随运动情况发生变化,但是无论 λ 取 0 或 1,对系统的稳定性都不产生影响,这里取 $\lambda=1$ 为例对系统稳定性进行分析。假设在连续两个周期内,动子速度基本保持不变。根据式(13)速度与位置的关系,并且将电流偏差导致的误差当成扰动项,理想情况下可以求出 MVPPC 控制器的离散域传递函数为:

$$\frac{P(k)}{P^*(k)} = \frac{z-1}{z^2-1}. \quad (25)$$

同时,将位置内环传递函数进行稳定性分析确定其参数稳定范围,后按照典型 II 型系统设计,最后可得 MVPPC 系统的闭环传递函数为:

$$\begin{aligned} F_M(z) = & (7.568 \times 10^{-4} z^3 + 7.572 \times 10^{-4} z^2 - \\ & 7.572 \times 10^{-4} z - 7.568 \times 10^{-4}) \div \\ & (z^4 - 1.810432 z^3 - 0.1811424 z^2 + \\ & 1.8122428 - 0.8189568). \end{aligned} \quad (26)$$

闭环传递函数零极点分布图具体如图7所示。在图7中共有4个极点,其中3个极点位于单位圆内,1个极点在单位圆上。根据 z 域稳定性判定规则,此时控制系统处于临界稳定状态。

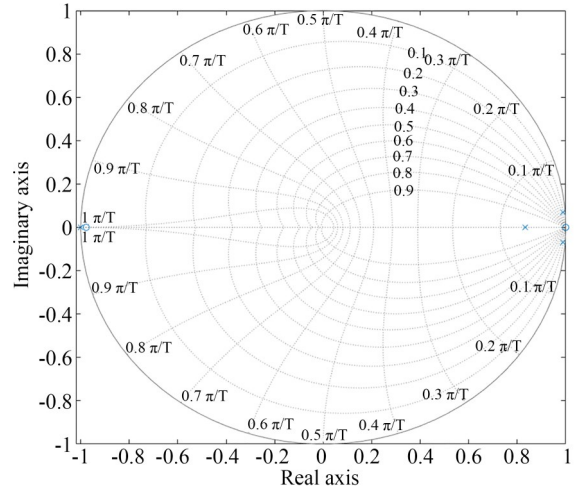


图7 MVPPC系统的零极点图

Fig. 7 Zero-pole map of MVPPC system

4 实验结果

4.1 实验准备

为验证本文所设计位置预测控制策略的可行性和有效性,本节将依托小功率三相 PMLSM 实验平台开展实验,如图8所示。本文选取医用显微镜用小功率三相 PMLSM 作为实验被控对象,具体参数如表1。其中,直流母线由 DC24V 数字电源提供,控制芯片采用 TMS320F28335,中断频率设置为 8 kHz,位置采样频率为 1 kHz,光栅尺精度为 $0.5 \mu\text{m}/\text{pulse}$,通过 eQEP 模块获取动子位置信息,软件根据极距参数和光栅尺分辨率进行位置标么计算,所以本系统中位置标么系数取 $1/30\,000 \mu\text{m}^{-1}$ 。最后,系统通过 CAN 总线与 PC 上位机通信。

设置如下3个实验组的位置控制器:①传统位置预测控制器(CPPC);②虚拟位置预测控制器(VPPC);③多步虚拟位置预测控制器(MVPPC)。其中,电流环和速度环采用常规 PI 控制器,且参数一致,根据文献[19]整定。

选取以下指标用于比较3种控制方法的位置跟踪性能和系统时延:

(1)位置性能指标:用于评价直线电机运动过程中的位置跟踪性能。

指标1:位置误差平均值 e_v :

$$e_v = \frac{\sum_{i=1}^n |e_i|}{n}. \quad (27)$$

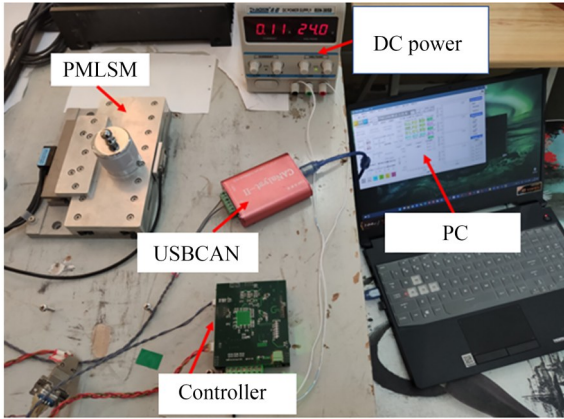


图 8 PMLSM 实验平台

Fig. 8 PMLSM experimental platform

表 1 PMLSM 参数

Tab. 1 PMLSM parameters

参数	数值	单位
电机定子质量(m_r)	1.5	kg
定子相电阻(R)	1.625	Ω
定子电感(L_s)	0.375	mH
永磁体磁链(ψ_m)	0.017 64	Wb
极距(τ_p)	0.015	m
单边行程($Pos_{\max}$)	100	mm
峰值力($F_{\max}$)	11	N
输出功率(P_{out})	500	W
极对数(n_p)	1	对

指标 2: 位置误差均方根值 e_{rms} :

$$e_{\text{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T |e|^2 dt}, \quad (28)$$

其中: e 为位置跟踪误差; T 为系统总运行时间。

(2) 时间性能指标: 用于体现直线电机运动过程中的系统时延量。

系统时延测量平均值 t_{av} :

$$t_{\text{av}} = \frac{\sum_{i=1}^n t_i}{n}, \quad (29)$$

其中: t_i 为系统时延测量值。 e_v 和 e_{rms} 指标幅值越小, 代表着位置跟踪精度越高, 跟踪过程波动幅度越小; t_{av} 指标幅值越小, 系统时延对位置性能的影响越小。

4.2 实验分析

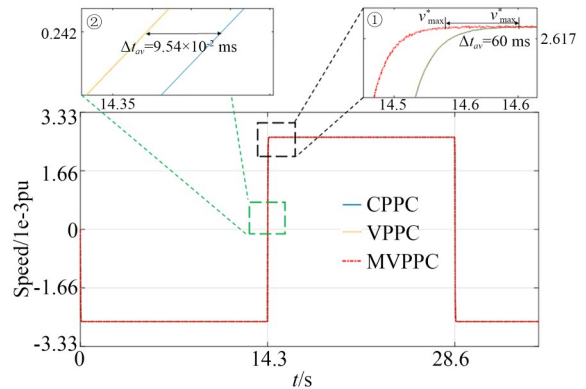
4.2.1 三角曲线跟踪

为验证控制器在匀速往返运动情况下的跟

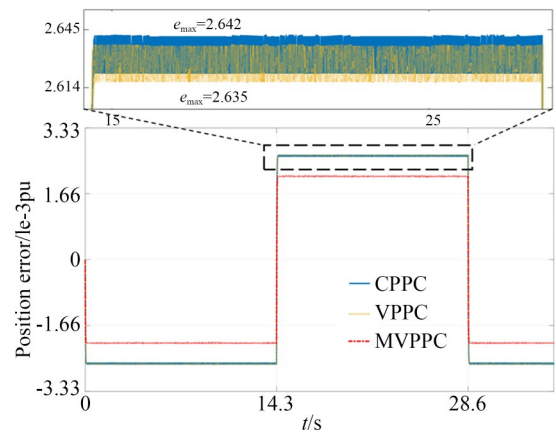
踪性能, 选取参考曲线为匀速型三角波曲线, 其函数表达式为:

$$P^*(t) = \begin{cases} -\frac{t}{0.286} + 25, & 0 \leq t < 14.3 \\ \frac{t}{0.286} - 75, & 14.3 \leq t < 28.6 \end{cases} \quad (\text{mm}). \quad (30)$$

图 9 为 3 种控制方法在匀速运动下位置跟踪性能的对比实验。图 9(a) 放大图①和②所示, 无论是正向跟踪曲线运动还是反向运动, 引入主动变速系数都可以有效加快电机速度变化, 快速调整 PMLSM 使动子尽快达到最大参考速度, 使得本文所提方法对电机速度的调整都快于传统位置预测控制方法。同时, 在滚动优化机制的作用下, MVPPC 通过多步迭代提升了预测模型的性能, 使得其对于速度响应的加快能够在 VPPC 的基础上进一步得到提升。其中, 相较于 CPPC,



(a) 仿真-速度参考
(a) Simulation-speed reference



(b) 仿真-位置跟踪误差
(b) Simulation-position tracking error

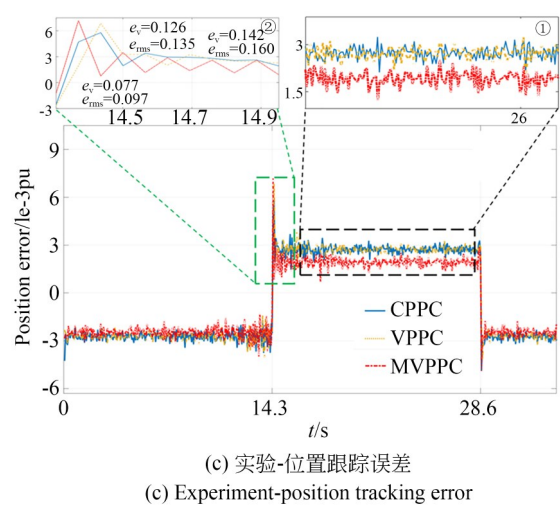


图 9 三角曲线跟踪
Fig. 9 Triangular curve tracking

MVPPC 的调整过程缩短了 60 个采样周期时间。上述响应优势也表现在图 9(b)和图 9(c)中,VP-PC 的跟踪误差幅值略小于 CPPC,进一步所提出的 MVPPC 误差幅值始终小于另外两种控制器,并且曲线之间存在明显的位置误差。特别是当电机进入稳态跟踪后,相较于 CPPC 曲线和 VP-PC 曲线,MVPPC 最快进入稳定跟踪状态。这主要是因为,CPPC 和 VPPC 对时延补偿的效果有限,所以基于 MVPPC 的多步预测方式对系统时延的高性能补偿,达到了减小系统时延对控制系

统的影响。

当参考曲线运动方向发生翻转后,与图 9(b)的仿真曲线相比,图 9(c)中所有实际反馈曲线均出现较大的反向超调现象。一方面是由于实际设备工作在非理想工况,即使控制器设计为过阻尼情况,在相同参数控制下,曲线也会出现非理想超调;另外一方面是实际系统时延情况更为复杂且呈非线性变化,特别是以变方向恒速运动产生的后果最严重。当参考曲线转向后,在系统时延作用下的主动变速系数 λ 的更新出现滞后,同时电机将继续以最大速度保持同方向运动。这样的后果是,电机反馈曲线产生的超调将随着运动速度增大而加剧。在图 9(c)中,进一步比较三种控制策略下的误差平均值与均方根值可知,采用 MVPPC 的跟踪曲线误差平均带宽幅值最小,其对参考曲线的跟踪性能优于其他两种方法。

同时,在摩擦等扰动的作用下,所有曲线在匀速跟踪过程中出现了不同程度的波动现象,根据表 2 的性能指标数据描述,MVPPC 的反 e_{rms} 幅值最小,意味着扰动对其影响也最小。此外,无论是仿真还是实物实验,MVPPC 的 e_v 和 t_{av} 幅值均远小于另外两种控制器,且相对于 CPPC, e_v 和 t_{av} 在仿真和实物中均减小了约 20%。这意味着在跟踪三角曲线中,MVPPC 既能够加快电机速度响应,同时有效降低系统时延的影响以提高位置跟踪精度,与理论设计预期一致。

表 2 三角曲线跟踪性能指标
Tab. 2 Performance indicators of triangle curve

参数	仿真			实验		
	$e_v[1.00 \times 10^{-3} \text{pu}]$	$e_{rms}[1.00 \times 10^{-3} \text{pu}]$	$t_{av}[\text{ms}]$	$e_v[1.00 \times 10^{-3} \text{pu}]$	$e_{rms}[1.00 \times 10^{-3} \text{pu}]$	$t_{av}[\text{ms}]$
CPPC	2.63	2.63	16.13	2.73	2.76	26.25
VPPC	2.62	2.62	14.42	2.70	2.76	25.86
MVPPC	2.10	2.10	13.53	2.28	2.31	25

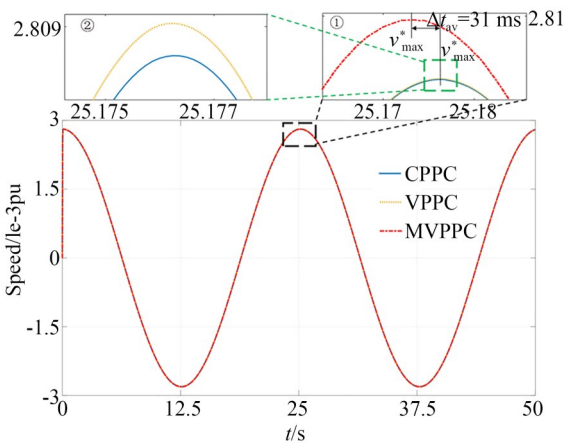
4.2.2 正弦曲线跟踪

为验证控制器应对正弦曲线的跟踪性能,选取正弦曲线函数表达式为:

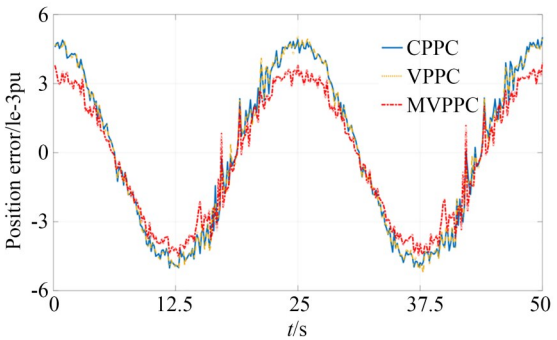
$$P^*(t)=25\sin(2\pi t/25)(\text{mm}). \tag{29}$$

图 10 为 PMLSM 的跟踪正弦位置性能对比实验。结果表明,基于 MVPPC 的 PMLSM 在跟踪正弦曲线过程中位置控制性能之所以能够优

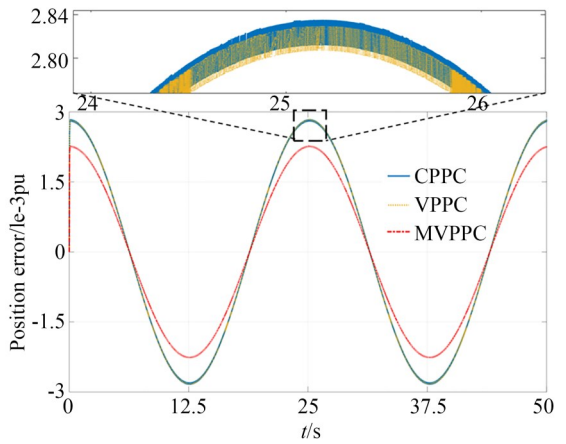
于 CPPC,其中一个关键过程是所有位置曲线跨过波峰后进入的一段相同的匀变速运动阶段。在这个阶段的跟踪中,MVPPC 能够继续保持以多步预测方式对系统时延的补偿,同时以预测模型中 λ 动态变化来加快动子运行速度的调整。如图 10(a)所示放大图①和②所示,相较于 CPPC, MVPPC 缩短了 31 ms 便达到最大速度,且 MVP-



(a) 仿真-速度参考
(a) Simulation-speed reference



(c) 实验-位置跟踪误差
(c) Experiment-position tracking error



(b) 仿真-位置跟踪误差
(b) Simulation-position tracking error

图 10 正弦曲线跟踪
Fig. 10 Sine curve tracking

PC 和 VPPC 均提升了电机运行的最大速度。其中, MVPPC 提升效果更明显。在这样的速度调

整下, MVPPC 曲线与其他曲线差距逐渐被拉大。直到其他控制器陆续调整 PMLSM 达到最大运行速度后, 与 MVPPC 位置误差曲线幅值差距达到最大。如图 10(b) 和图 10(c) 所示, 可以明显看出在整个曲线跟踪过程中, MVPPC 曲线幅值远小于其他曲线, 且在仿真和实验的最大位置误差区域, 均比 CPPC 减少了约 21%。

结合表 3 所描述指标, MVPPC 在 e_v 和 t_{av} 两个方面的表现也优于其他控制器, 相较于 CPPC, e_v 和 t_{av} 在仿真和实物中均减小了约 21%, 实现了 PMLSM 位置跟踪性能的提高。综上所述, 在正弦曲线实验中, MVPPC 能够加快动子响应和提高动子速度, 同时还减小了系统时延影响以使 PMLSM 获得更好位置跟踪精度, 与理论设计预期一致。

表 3 正弦曲线性能指标

Tab. 3 Performance indicators of sine curve

参数	仿真			实验		
	$e_v[1.00 \times 10^{-3} \text{pu}]$	$e_{rms}[1.00 \times 10^{-3} \text{pu}]$	$t_{av}[\text{ms}]$	$e_v[1.0 \times 10^{-3} \text{pu}]$	$e_{rms}[1.0 \times 10^{-3} \text{pu}]$	$t_{av}[\text{ms}]$
CPPC	1.78	1.98	16.12	3.09	3.42	26.16
VPPC	1.77	1.98	14.91	3.06	3.39	25.17
MVPPC	1.42	1.59	11.78	2.52	2.79	20.94

5 结 论

针对传统位置预测控制无法准确补偿系统时延, 同时在预测模型和评价函数方面存在不足

而难以进行滚动优化, 从而产生直线电机位置跟踪效果和响应速度受限的问题, 本文从模型优化方面提出了一种多步虚拟位置预测控制。首先, 本文分析了系统时延的产生与影响, 探究了以采

样周期为步长的预测模型敏感性,在此基础上总结传统位置预测难以结合滚动优化的原因。其次,为了解决上述问题,将主动变速控制和位置预测模型相结合设计了虚拟位置预测模型,既提高了对动子速度调整能力,还实现了位置预测控制与滚动优化机制的结合,构建了一种

多步虚拟位置预测控制,以滚动迭代的方式来降低系统时延对位置性能的影响。最后,仿真和实验结果表明,相较于传统位置预测控制,所提多步虚拟位置预测控制能够加快电机响应速度,同时有效降低系统时延的影响,提高位置跟踪精度。

参考文献:

- [1] 黎明,赵吉文,胡月鹏,等. 基于降阶双环自抗扰的永磁同步直线电机电流谐波抑制[J]. 光学精密工程, 2020, 28(5): 1055-1065.
LI M, ZHAO J W, HU Y P, *et al.* Current harmonic suppression of permanent magnet synchronous linear motor based on reduced-order double closed-loop ADRC [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2020, 28(5): 1055-1065. (in Chinese)
- [2] 赵静,王婉婉,周杨,等. 基于变换序列权重峰值拟合的直线电机速度的快速精密测量[J]. 光学精密工程, 2022, 30(5): 574-583
ZHAO J, WANG W W, ZHOU Y, *et al.* Rapid-precision velocity measurement of linear motor based on weighted peak fitting of transformed sequence [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2022, 30(5): 574-583. (in Chinese)
- [3] JIN H Y, ZHAO X M, WANG T H. Modified complementary sliding mode control with disturbance compensation for permanent magnet linear synchronous motor servo system [J]. *IET Electric Power Applications*, 2020, 14(11): 2128-2135.
- [4] 张刚,刘品宽,张波,等. 直线电机精密运动平台轨迹跟踪控制器设计[J]. 光学精密工程, 2013, 21(2): 371-379.
ZHANG G, LIU P K, ZHANG B, *et al.* Design of trajectory tracking controller for precision positioning table driven by linear motor [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2013, 21(2): 371-379. (in Chinese)
- [5] 晏东. 基于非线性PID的永磁直线同步电机控制策略研究[D]. 泉州: 华侨大学, 2018.
YAN D. *The Research on Permanent Magnet Linear Synchronous Motor Control Strategy Based on Nonlinear PID* [D]. Quanzhou: Huaqiao University, 2018. (in Chinese)
- [6] 文通,张思磊,王中仪. 定子分段式永磁直线同步电机速度波动抑制方法研究[J]. 光学精密工程, 2020, 28(4): 933-945.
WEN T, ZHANG S L, WANG ZH Y. Speed ripple suppression method of PMLSM with segmented stators [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2020, 28(4): 933-945. (in Chinese)
- [7] 徐艳平,张保程,周钦. 永磁同步电机双矢量模型预测电流控制[J]. 电工技术学报, 2017, 32(20): 222-230
XU Y P, ZHANG B CH, ZHOU Q. Two-vector based model predictive current control for permanent magnet synchronous motor [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2017, 32(20): 222-230. (in Chinese)
- [8] ZHANG X G, HE Y K. Robust model predictive direct speed control for spmsm drives based on full parameters and load observer [C]. 2019 *IEEE International Symposium on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE)*. May 31 - June 2, 2019, Quanzhou, China. IEEE, 2019: 1-5.
- [9] 谢传林. 永磁同步电机无差拍电流控制的研究 [D]. 广州: 广东工业大学, 2018.
XIE CH L. *Research of Deadbeat Current Controlled Permanent Magnet Synchronous Motor* [D]. Guangzhou: Guangdong University of Technology, 2018. (in Chinese)
- [10] 赵希梅,赵久威,李洪谊. 直驱XY平台伺服系统预测鲁棒轮廓跟踪控制[J]. 电机与控制学报, 2014, 18(8): 94-98.
ZHAO X M, ZHAO J W, LI H. Predictive robust contour tracking control for direct drive XY table servo system [J]. *Electric Machines and Control*, 2014, 18(8): 94-98. (in Chinese)
- [11] 王丽梅,李鑫. 直接驱动XY平台的零相位自适应鲁棒控制[J]. 沈阳工业大学学报, 2014, 36(2): 121-126.
WANG L M, LI X. Zero phase adaptive robust control of direct drive XY table [J]. *Journal of Shenyang University of Technology*, 2014, 36(2): 121-126. (in Chinese)

- [12] GAO Y, ZHANG Y L, CHONG K T. Min-max model predictive control for biaxial feed drive system[C]. 2017 29th Chinese Control and Decision Conference (CCDC). 28-30, 2017, Chongqing, China. IEEE, 2017: 769-773.
- [13] YANG X, SEETHALER R, ZHAN C P, *et al.* A model predictive contouring error precompensation method[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2020, 67(5): 4036-4045.
- [14] 王伟华, 肖曦. 永磁同步电机高动态响应电流控制方法研究[J]. *中国电机工程学报*, 2013, 33(21): 117-123, 200.
WANG W H, XIAO X. A current control method for permanent magnet synchronous motors with high dynamic performance[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2013, 33(21): 117-123, 200. (in Chinese)
- [15] WANG Y H, LI K, LIU X D. Improved deadbeat control for PMSM with terminal sliding mode observer[C]. 2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS). August 11-14, 2019, Harbin, China. IEEE, 2019: 1-5.
- [16] 陶绍源. 网络化多轴运动控制系统中交叉耦合控制的研究[D]. 合肥: 合肥工业大学, 2015.
TAO SH Y. *Research on Cross-coupling Control of Networked Multi-axis Motion Control System* [D]. Hefei: Hefei University of Technology, 2015. (in Chinese)
- [17] 王荣坤, 于作超, 王杰. X-Y直线电机精密运动平台的轮廓误差主动补偿[J]. *光学精密工程*, 2019, 27(7): 1536-1543.
WANG R K, YU Z CH, WANG J. Active compensation of contour error of X-Y linear motor precision motion platform[J]. *Opt. Precision Eng.*, 2019, 27(7): 1536-1543. (in Chinese)
- [18] ZHANG X Y, SHI T N, WANG Z Q, *et al.* Generalized predictive contour control of the biaxial motion system[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018, 65(11): 8488-8497.
- [19] WANG R K, MAN F, YAN D, *et al.* Research on multi-loop nonlinear control structure and optimization method of PMLSM[J]. *IEEE Access*, 2019, 7: 165048-165059.

通讯作者:



王荣坤(1986—),男,福建泉州人,博士,副教授,硕士生导师,2008年于福州大学获得学士学位,2013年于中国科学院近代物理研究所获得博士学位,主要从事电气传动与电能变换技术方面的研究。E-mail: wangrongkun@hqu.edu.cn

作者简介:



汪志鑫(1997—),男,福建泉州人,硕士研究生,2020年于江苏海洋大学获得学士学位,主要从事电气传动与电能变换技术方面的研究。E-mail: 20014082014@stu.hqu.edu.cn