

基于预估观测器的二自由度速度控制器设计

李泽源¹, 张文农², 张奕黄¹, 徐 项³

(1. 北京交通大学 电气工程学院, 北京 100044; 2. 深圳大学 机电与控制工程学院, 广东 深圳 518052; 3. 固高科技(深圳)有限公司 运动控制研究院, 广东 深圳 518057)

摘要: 高速高精度伺服控制系统中, 预估观测器可以消除反馈信号的相位延迟和采样噪声. 但由于伺服控制系统通常采用比例-积分-微分(PID)控制器进行反馈调节, 即使与预估观测器结合使用, 仍不能满足高速高精度系统环路性能的需要. 针对此问题, 引入一种基于预估器观测器的二自由度控制器算法, 并给出其在焊线机 X-Y 平台直线电机速度控制器中的设计方法. 仿真和实验结果表明, 所提出的算法不仅可以保证系统控制的精度, 而且能够提高系统的速度和位置跟随特性.

关键词: 直线电机; 运动控制; 预估观测器; 伺服系统; 二自由度

中图分类号: TP273

文献标志码: A

Design of two-degree-of-freedom velocity controller based on predictive observer

LI Ze-yuan¹, ZHANG Wen-nong², ZHANG Yi-huang¹, XU Xiang³

(1. College of Electrical Engineering, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China; 2. College of Mechatronics and Control Engineering, Shenzhen University, Shenzhen 518052, China; 3. Institute of Motion Control Technology, Googol Technology Company Limited, Shenzhen 518057, China. Correspondent: LI Ze-yuan, E-mail: 10117354@bjtu.edu.cn)

Abstract: In the high-speed-high-accuracy servo control system, the predictive observer can eliminate the phase lag and sampling noise. However, the traditional servo system using PID controller can not provide ideal control performance even if the predictive observer is applied. Therefore, a two-degree-of-freedom(2-DOF) control structure using predictive observer is proposed, and the algorithm is implemented in the linear motor velocity controller based on the wire bonder X-Y platform. Simulation and experimental results show that the proposed algorithm can not only improve the tracking performance, but also increase the velocity and position responsiveness of the servo system.

Keywords: linear motor; motion control; predictive observer; servo system; two-degree-of-freedom

0 引言

直线电机的高速、高精度和高加速度性能使其在数控设备、芯片制造和封装机械等高端装备制造设备中得到了广泛应用^[1-3]. 与传统的旋转电机相比, 直线电机没有传动中间环节, 更加高效稳定. 直线伺服控制系统具有高环路带宽的特点, 因此提高环路带宽是伺服控制系统中的重要课题之一. 高性能伺服控制系统需要精确的位置和速度反馈信号, 常见的采样方法是通过位置传感器取得位置信号, 再差分计算出速度反馈信号. 但是, 采样和差分都不可避免地引入了干扰, 因此需要对反馈信号进行滤波. 由于滤波器会在控制环路上产生相位延迟, 限制了控制器的带宽和

响应速度; 同时, 伺服控制系统的积分环节等也会产生相位延迟. 在实现算法的数字系统中, 采样、计算过程会产生时滞, 时滞最终也会转化为相位延迟, 随着频率的上升, 时滞带来的相位延迟也随之增大.

文献[4-5]提出了一种预估观测器的算法以减小系统相位延迟, 并将其应用于直线电机速度控制中. 预估观测器可以提供没有相位滞后和采样噪声的反馈信号, 极大地提高了系统带宽. 文献[6]将预估观测器应用于伺服系统位置控制中, 虽然预估观测器可以提高系统带宽和抗扰特性, 但由于传统PID控制器的局限性, 系统性能无法达到最优^[7]. 二自由度控制概念最早由 Horowitz 提出, 近年来许多学者针对不同对

收稿日期: 2014-07-25; 修回日期: 2014-10-23.

作者简介: 李泽源(1987—), 男, 博士生, 从事运动控制、电机控制的研究; 张奕黄(1947—), 男, 教授, 博士生导师, 从事电机及其控制、轨道车辆等研究.

象对其进行了许多研究^[8-11],它能够给伺服系统带来高响应速度和精度,提高系统的鲁棒性,在高性能伺服控制系统中获得了成功.但其设计方法复杂,可调参数多,在工业领域的应用中存在一些不便.

基于以上分析,本文将二自由度控制器与预估观测器相结合,提出一种新型高速高精度直线电机控制算法,在优化系统响应性能和稳态误差的同时,给出简便直观的参数整定方法.实验和仿真结果均验证了该算法的有效性.

1 基于预估观测器的二自由度控制器原理

1.1 一般预估观测器控制系统分析

首先,分析一般预估观测器控制系统的原理.预估观测器不仅可以提供精确的反馈信号,补偿系统扰动,还可以补偿反馈信号的相位延迟.

1.1.1 一般预估观测控制系统的原理

图1给出了一般预估观测器控制系统的框图,其中 d 为干扰信号, n 为测量噪声.

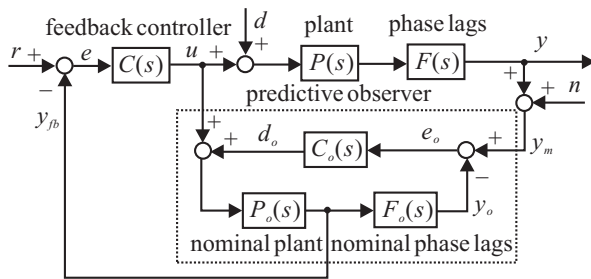


图1 一般预估观测器控制系统

控制系统从输入 $r(s)$ 到输出 $y(s)$ 的传递函数为

$$G(s) = \frac{y(s)}{r(s)} = \frac{C(s)F(s)P(s)}{1 + C(s)P_o(s) \frac{1 + C_o(s)F(s)P(s)}{1 + C_o(s)F_o(s)P_o(s)}} \quad (1)$$

在低频段作如下假设:

$$P(s) = P_o(s), F(s) = F_o(s), \quad (2)$$

控制系统的传递函数 $G(s)$ 变为

$$G(s) = \frac{C(s)P(s)}{1 + C(s)P(s)} F(s). \quad (3)$$

从式(3)可以看出,设计系统控制器 $C(s)$ 时只需考虑控制对象模型 $P(s)$,不受相位延迟环节 $F(s)$ 的限制,所以系统带宽得到了提高.

1.1.2 一般预估观测器系统的扰动抑制

在一般预估观测器控制系统中,从扰动 $d(s)$ 到输出 $y(s)$ 的传递函数为

$$D(s) = \frac{y(s)}{d(s)} = \frac{F(s)P(s)(1 + C_o(s)F_o(s)P_o(s) + \dots)}{1 + C(s)P_o(s) + C_o(s)F_o(s)P_o(s) + \dots} \rightarrow$$

$$\leftarrow \frac{C(s)P_o(s)}{C(s)F(s)P(s)C_o(s)P_o(s)}. \quad (4)$$

同时,观测器输出为

$$d_o(s) = \frac{C_o(s)(F(s)P(s) - F_o(s)P_o(s))}{1 + C_o(s)F_o(s)P_o(s)} u(s) + \frac{C_o(s)F(s)P(s)}{1 + C_o(s)F_o(s)P_o(s)} d(s). \quad (5)$$

如果式(2)成立,则可得

$$d_o(s) = \frac{C_o(s)F(s)P(s)}{1 + C_o(s)F_o(s)P_o(s)} d(s). \quad (6)$$

预估观测器输出 $d_o(s)$ 为 $d(s)$ 经过低通滤波所得到的结果,如果预估观测器的带宽足够高,则 $d_o(s)$ 便等同 $d(s)$.由于预估观测器中的系统模型和延迟环节是固定的,预估观测器的增益可以比实际控制器更高;同时,预估观测器可以提高反馈控制器的增益,间接地增强了系统的抗扰动能能力.

由式(1)和(4)可以看出,系统传递函数 $G(s)$ 和扰动传递函数 $D(s)$ 中均包含 $C(s)$ 和 $C_o(s)$,为了平衡系统的抗扰动能和跟踪性能,需要对预估观测器和闭环控制器的参数进行折中设计,导致系统的性能无法达到最优.为此,本文提出一种二自由度控制器与预估观测器相结合的算法,以提高伺服系统的性能.

1.2 基于预估观测器的二自由度控制系统分析

1.2.1 基于预估观测器的二自由度控制原理

图2为基于预估观测器的二自由度控制系统框图.系统中加入了前馈控制器 $Q(s)$,它与闭环控制器 $C(s)$ 形成了二自由度控制器.

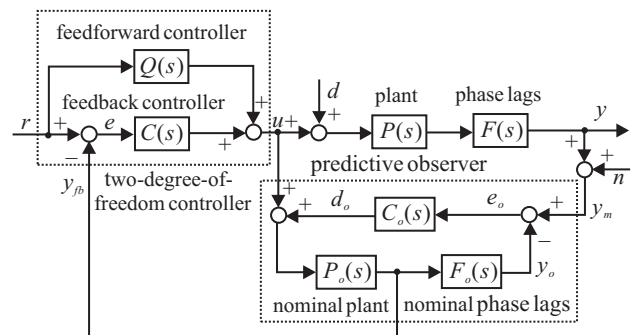


图2 基于预估观测器的二自由度控制系统

控制系统从输入 $r(s)$ 到输出 $y(s)$ 的传递函数可以写为

$$G(s) = \frac{y(s)}{r(s)} = \frac{(C(s) + Q(s))F(s)P(s)}{1 + C(s)P_o(s) \frac{1 + C_o(s)F(s)P(s)}{1 + C_o(s)F_o(s)P_o(s)}} \quad (7)$$

若式(2)成立,则可得

$$G(s) = \frac{y(s)}{r(s)} = \frac{(C(s) + Q(s))P(s)}{1 + C(s)P(s)} F(s). \quad (8)$$

由式(8)可知,通过调整前馈控制器 $Q(s)$ 的参数可以改变系统的传递函数,进而获得所需的系统响应

等性能.

1.2.2 基于预估观测器的二自由度控制系统扰动抑制特性

在基于预估观测器的二自由度控制系统中, 从扰动 $d(s)$ 到输出 $y(s)$ 的传递函数为

$$D(s) = \frac{y(s)}{d(s)} = \frac{F(s)P(s)(1 + C_o(s)F_o(s)P_o(s) + \frac{C(s)P_o(s)}{C(s)F(s)P(s)C_o(s)P_o(s)})}{1 + C(s)P_o(s) + C_o(s)F_o(s)P_o(s) + C(s)P_o(s)} \quad (9)$$

式(9)与(4)相同, 系统的扰动传递函数与 $Q(s)$ 无关. 所以, 可通过设计 $C(s)$ 和 $C_o(s)$ 使系统获得最佳的抗干扰特性.

2 基于预估观测器的二自由度控制在直线伺服电机速度控制器中的应用

速度伺服控制系统中, 将被控对象模型定义为

$$P(s) = \frac{1}{Ms + B}. \quad (10)$$

其中: M 和 B 是实际的动子质量和粘滞摩擦系数, 而理想模型的动子质量和粘滞摩擦为 M_o 和 B_o . 系统的延迟模型可以表示为

$$F(s) = \frac{e^{-Ts}}{T_i s + 1}. \quad (11)$$

其中: e^{-Ts} 为系统中由时滞带来的纯延迟环节, $1/(T_i s + 1)$ 为滤波器部分带来的延迟, T_i 为滤波时间常数, T 为延迟时间. 一般有

$$T = NT_S, \quad (12)$$

T_S 为数字采样时间, N 一般取 2 或 3. 理想模型中延迟时间为 T_o , 滤波器时间常数为 T_{io} .

基于预估观测器的二自由度控制器在实际速度控制系统的模型如图 3 所示.

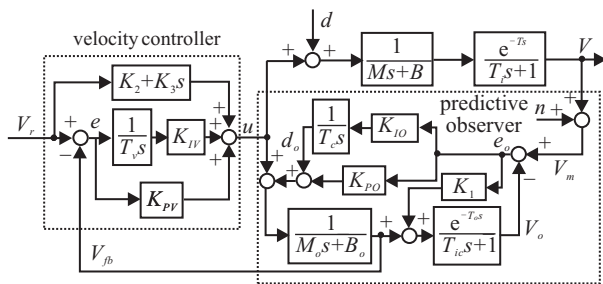


图 3 基于预估观测器的二自由度速度控制系统

2.1 预估观测器设计

为了简化计算, 可将观测器的微分系数 K_{IO}/T_o 等效为 K_O , 由于纯延迟环节 e^{-Ts} 不影响系统的特征多项式, 系统从 V_m 到 V_{fb} 的传递函数为

$$V_{fb}/V_m = \frac{(T_{io}s + 1)(K_{PO}s + K_O)}{s(M_o s + B_o)(K_1 + T_{io}s + 1) + K_{PO}s + K_O}, \quad (13)$$

其特征多项式为

$$ch_v(s) = s(M_o s + B_o)(K_1 + T_{io}s + 1) + K_{PO}s + K_O. \quad (14)$$

根据极点配置的思想, 假设将特征多项式的 3 个特征值同时设为

$$ch(s) = T_{io}M_o(s + \omega_o)^3, \quad (15)$$

则根据式(14)和(15), 可以得到

$$K_1 = 3T_{io}\omega_o - \frac{B_o T_{io}}{M_o},$$

$$K_O = T_{io}M_o\omega_o^3,$$

$$K_{PO} = 3T_{io}M_o\omega_o^2 - B_o(1 + K_1). \quad (16)$$

通常, 直线电机运动控制系统中速度控制器的带宽一般超过 1 kHz, 假设观测器的带宽为 1.5 kHz, 则可以提供足够的带宽并滤掉高频噪声, 所以预估观测器的截止角频率为

$$\omega_o = 2\pi \times 1500. \quad (17)$$

于是, 分别将 ω_o , T_{io} , M_o 和 B_o 代入式(16), 便可求得预估控制器的相关参数.

2.2 二自由度控制器

2.2.1 二自由度控制器跟随特性

假设式(2)成立, 根据式(8)可以得到基于预估观测器的二自由度速度控制系统的传递函数

$$G(s) = \frac{V(s)}{V_r(s)} = \frac{K_3 s^2 + (K_{PV} + K_2)s + K_V}{M s^2 + (K_{PV} + B)s + K_V} \frac{e^{-Ts}}{T_i s + 1}. \quad (18)$$

由于系统的质量 M 和粘性摩擦 B 是确定的, 系统的特征多项式可表示为

$$ch_g(s) = s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2. \quad (19)$$

根据式(18)和(19)可得

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_V}{M}}, \quad \xi = \frac{K_{PV} + B}{2M\omega_n}, \quad (20)$$

所以

$$K_V = M\omega_n^2, \quad K_{PV} = 2\xi\omega_n M - B. \quad (21)$$

由此可以确定速度反馈控制器的比例和积分参数. 由式(18)可知, 如果下式成立:

$$K_3 = M, \quad K_2 = B, \quad (22)$$

则可以得到

$$G(s) = \frac{V(s)}{V_r(s)} = \frac{e^{-Ts}}{T_i s + 1}. \quad (23)$$

可见, 系统输出可以完全跟随速度输入指令, 使响应特性达到最佳. 由式(18)可得, 二自由度控制器中 K_{PV} 和 K_V 对系统响应没有影响, 所以在理想模型下可以取消反馈控制器. 但在实际的应用中, 由于

模型不确定性等因素,系统的质量 M 和粘性摩擦 B 有可能发生变化,式(18)的分子分母无法完全对消,需要加入反馈控制器保证系统的性能和稳定性.

图4给出了当 $M = 4.5 \text{ kg}$, $B = 26 \text{ Ns/m}$, 且 $K_3 = 4.5$, $K_2 = 26$ 时,直线电机二自由度速度控制器的阶跃响应.

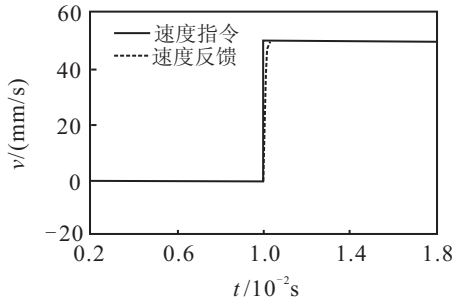


图4 直线电机二自由度控制器仿真速度响应曲线

在实际系统中微分环节无法实现,一般会串联一个低通滤波器,但实际上速度微分的物理意义即为加速度,所以前馈控制器输出为

$$U(s) = V(s)B + V(s)sM = F_B + F_T. \quad (24)$$

其中: F_B 为粘性摩擦力, F_T 为达到指令速度需要的力. 前馈控制器相当于加速度补偿和速度补偿,直接补偿力矩. 当系统速度规划确定时,可以用速度指令差分得到的加速度指令进行前馈补偿,因此不必在前馈环节中加入滤波器,不会影响系统的性能.

2.2.2 二自由度控制器扰动抑制

由式(9)可知,基于预估观测器的二自由度速度控制系统扰动传递函数为

$$D(s) = \frac{y(s)}{d(s)} = \frac{D[M_0s^2 + (K_{PV} + B_0)s + K_V] + E}{A[M_0s^2 + (K_{PV} + B_0)s + K_V] + B + C}. \quad (25)$$

其中

$$A = s(Ms + B)(T_i s + 1)(T_{io} s + K_1 + 1),$$

$$B = (Ms + B)(T_i s + 1)(K_{PO} s + K_O),$$

$$C = (K_{PO} s + K_V)(K_{PO} s + K_V)(T_{io} s + 1),$$

$$D = s(T_{io} s + K_1 + 1),$$

$$E = s(K_{PO} s + K_O).$$

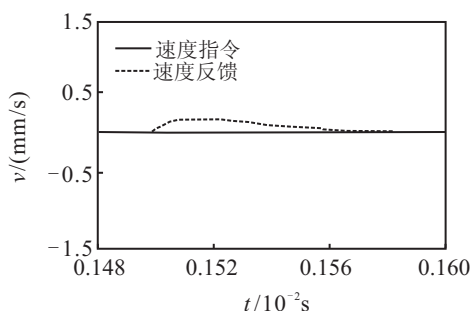


图5 直线电机二自由度控制器仿真速度扰动响应曲线

对于阶跃干扰信号 d , 有

$$d(s) = \frac{1}{s}. \quad (26)$$

速度输出的稳态误差为

$$V_s = \lim_{s \rightarrow 0} D(s)d(s)s = \lim_{s \rightarrow 0} D(s) = 0, \quad (27)$$

所以对于阶跃干扰信号,速度输出没有稳态误差. 速度对阶跃干扰信号的响应如图5所示.

3 仿真和实验结果

为了验证基于预估观测器的二自由度控制器的有效性,通过对焊线机 X - Y 平台的音圈直线控制进行了仿真和实验验证. 系统框图如图6所示,主要由速度控制器、电流控制器、预估观测器、PWM放大器、直线电机、位置传感器、负载和坐标变换等部分组成. 直线电机的位置 X_{fb} 由光栅尺采集,分辨率是 $0.5 \mu\text{m/pulse}$.

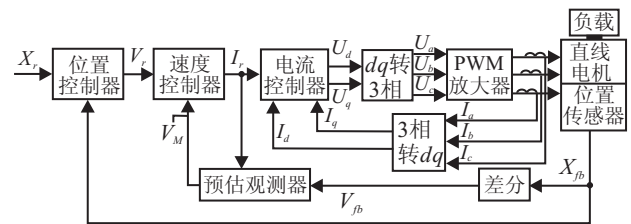


图6 直线电机控制系统

系统仿真在 Matlab 中实现,实验基于 DS1103 平台和伺服驱动器. 电流控制器是传统的 PI 环节,位置控制器为 P 环节. 仿真和实验中电流控制器的采样时间为 $31.25 \mu\text{s}$,速度控制器和位置控制器的采样时间为 $62.5 \mu\text{s}$. 电机的理想质量 M_0 为 4.5 kg ,系统粘性摩擦系数 B_0 为 26 Ns/m ,直线电机电感为 4 mH ,电阻为 4.5Ω . 实验中直线电机行程约 5 mm ,位置规划为 S 形曲线. 图7~图9分别给出了仿真中系统采用速度前馈控制器、反馈控制器和二自由度控制器时的速度、位置响应,图中方块处为放大区域. 位置控制器的比例增益为 3000 ,速度反馈控制器的比例增益为 20 ,积分参数为 10 ,速度一阶低通滤波器的时间常数为 20 ms .

从图7(a)、图8(a)和图(9a)中可以看出,无论速度控制器是何种结构,预估观测器既能滤去差分速度中的噪声,又能输出相位超前于差分速度反馈和滤波速度的输出. 所以,预估观测器在需要精确的速度控制时有较大的优势. 在控制器方面,图7~图9说明速度控制采用前馈控制器时速度指令有超调,速度反馈在位置响应到位时略有超调,但可以看出仅采用前馈控制器时,已可以达到较好的控制性能. 速度控制采用反馈控制器时,运行过程中的位置误差较大,因为速度跟随有滞后,引起速度响应有较大超调,增大了调整时间. 如果提高反馈控制器增益,则会造成稳态时的速度波动. 相应地,二自由度控制器中预估观测

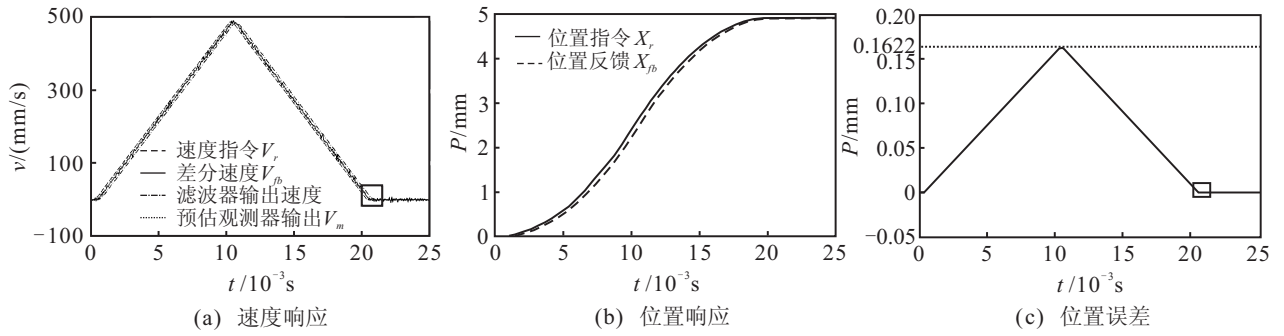


图 7 采用速度前馈控制器的仿真响应曲线

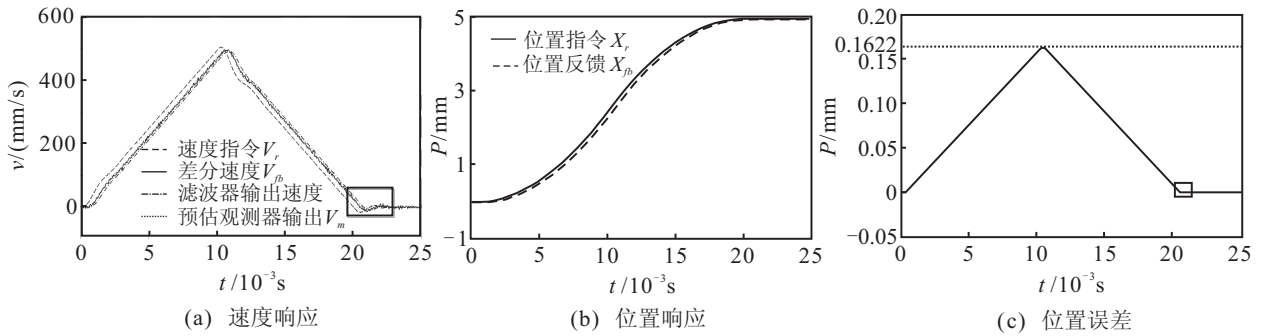


图 8 采用速度反馈控制器的仿真响应曲线

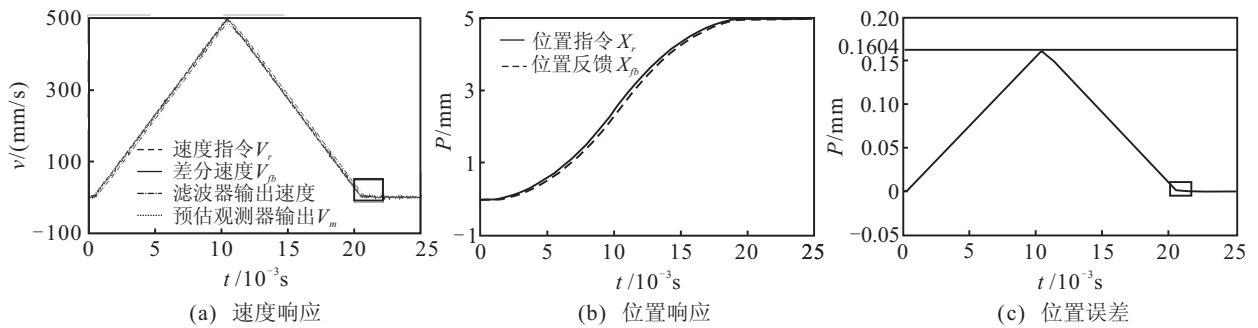


图 9 采用速度二自由度控制器的仿真响应曲线

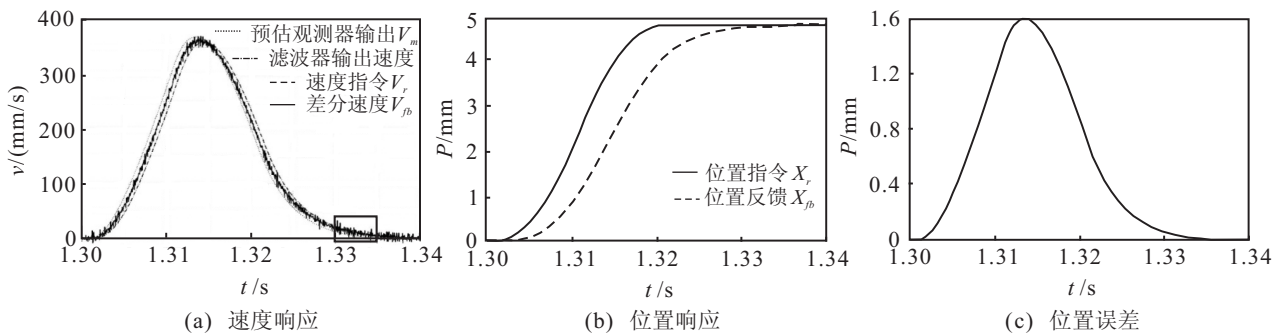


图 10 采用速度前馈控制器的实验响应曲线

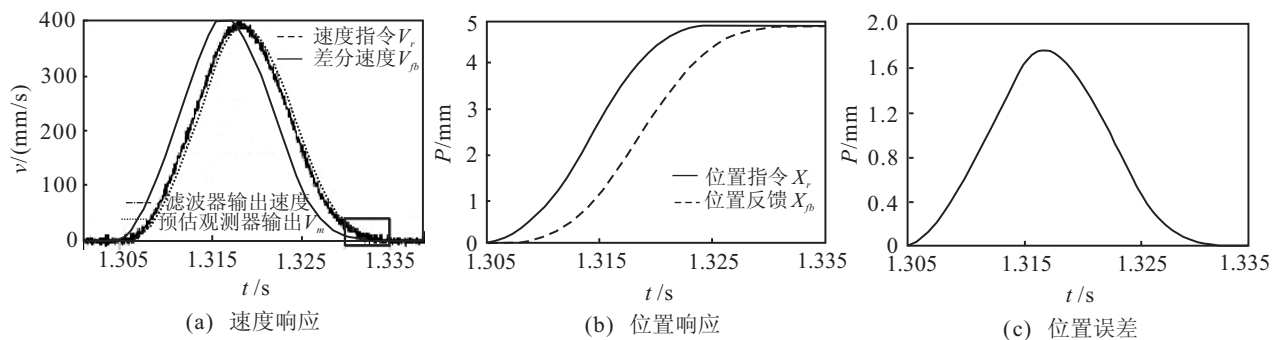


图 11 采用速度反馈控制器的实验响应曲线

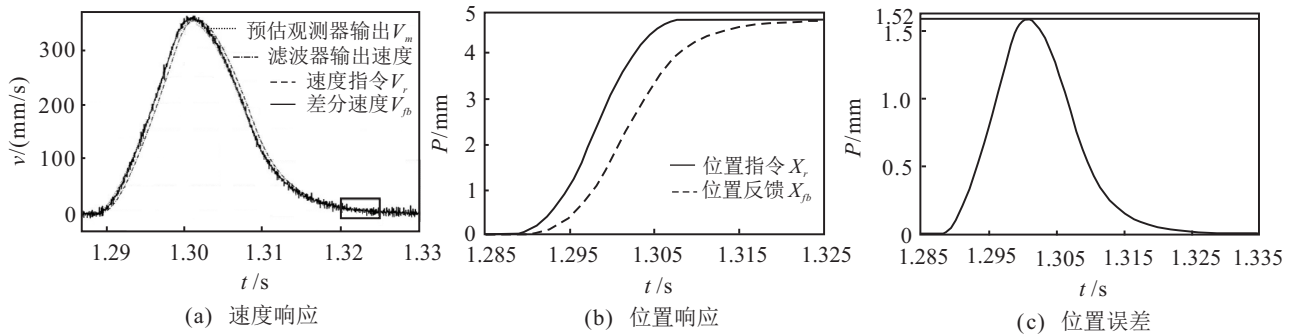


图12 采用速度二自由度控制器的实验响应曲线

器的输出速度不仅幅值和相位上几乎与速度指令完全吻合,而且速度和位置响应平滑且没有超调.可见,二自由度控制器的控制性能与传统的反馈控制相比有较强的优势.

图10~图12给出了系统采用速度前馈控制器、反馈控制器和二自由度控制器时的速度、位置响应实验结果,验证了理论分析和仿真结果的正确性.

4 结论

本文提出了一种基于预估观测器的二自由度高速高精度控制器算法,基于该算法可以得到响应快、误差小的指令跟随特性,提高系统环路带宽.本文给出了预估观测器和二自由度观测器的设计方法,为实际应用提供了参考,并易于程序实现.仿真和实验结果都验证了该算法的有效性.

参考文献(References)

- [1] Otten G, de Vries J A, van Amerongen J, et al. Linear motor motion control using a learning feedforward controller[J]. IEEE/ASME Trans on Mechatronics, 1997, 2(3): 179-187.
- [2] Kempf C J, Kobayashi S. Disturbance observer and feedforward design for a high-speed direct-drive positioning table[J]. IEEE Trans on Control Systems Technology, 1999, 7(5): 513-526.
- [3] 陈梁远, 李黎川. 压缩机用直线电机及其关键技术发展综述[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(15): 52-68. (Chen L Y, Li L C. Development of the linear motor and its key technologies for compressors[J]. Proc of the CSEE, 2013, 33(15): 52-68.)
- [4] Zhou L, Li J G, Zhang W, et al. Application of speed observer for XY-stage of wire bonder[J]. Advanced Materials Research, 2013, 655/656/657: 1342-1347.
- [5] Dogruel M, Ozgunzer U. Stability of hybrid systems[C]. Proc of IEEE Int Symposium on Intelligent Control. New York: IEEE Press, 1994: 129-134.
- [6] Lin F. Real-time IP position controller design with torque feedforward control for PM synchronous motor[J]. IEEE Trans on Industrial Electronic, 1997, 44(3): 398-407.
- [7] Mituhiko A, Hidefumi T. Two-degree-of-freedom PID controllers[J]. Int J of Control Automation and Systems, 2003, 1(4): 401-410.
- [8] Gorez R. New Design relations for 2-DOF PID-like control system[J]. Automatica, 2003, 39(6): 901-908.
- [9] Masanori Y, Takashi S. A two degrees of freedom PID control system, its features and applications[C]. Proc of 5th Asian Control Conf. Melbourne, 2004: 456-459.
- [10] 胡明慧, 邵惠鹤. 基于灵敏度函数的二自由度控制系统设计与应用[J]. 上海交通大学学报, 2007, 41(11): 1792-1795. (Hu M H, Shao H H. Design and application for two-degree-of-freedom control systems based on sensitivity function[J]. J of Shanghai Jiaotong University, 2007, 41(11): 1792-1795.)
- [11] Liaw C M. Design of a two-degree-of-freedom controller for motor drives [J]. IEEE Trans on Automatic Control, 1992, 37(8): 1215-1220.

(责任编辑: 孙艺红)