

# 基于模型辨识的数控机床专用伺服电机位置控制\*

丘永亮

(广东工贸职业技术学院, 广东 广州 510510)

**摘要:** 数控机床精密加工要求伺服电机具有精度高和响应快等特性, 而传统的伺服控制器位置环采用的是简单的误差比例(P)控制, 这种控制方法的响应性不能满足加工要求。提出一种基于模型辨识的伺服电机角位移控制方法。首先, 采用最小二乘法辨识出传统闭环控制系统的模型; 然后, 分析模型的零、极点, 根据模型特性设计补偿控制器; 最后, 通过试验结果说明所提方法能快速、准确地跟随系统输入。

**关键词:** 数控机床; 最小二乘法; 位置控制; 伺服电机; 模型辨识

**中图分类号:** TM 301.2    **文献标志码:** A    **文章编号:** 1673-6540(2017)11-0050-05

## Position Control Based on Model Identification for Servo Motor Using in Computer Numerical Control\*

QIU Yongliang

(Guangdong College of Industry and Commerce, Guangzhou 510510, China)

**Abstract:** Servo motor used in computer numerical control (CNC) need be controlled precisely and fast. But the current servo driver based on Proportion (P) for error was not good for the high performance application. A novel control method based on model identification was proposed. Firstly, a least square algorithm was used to obtain the servo driver model. Then, a compensation controller based on P controller was designed for driving the gain of over transfer function equal to 1, so that the output could track the input signal precisely. The experiments demonstrated that the proposed modeling method and control algorithm could achieve high control performance.

**Key words:** computer numerical control; least square; position control; servo motor; model identification

### 0 引言

为了提高加工精度, 在制定零件的数控机床加工工艺时, 会用海量的短直线逼近任意曲线。短直线代码表示的位移短至微米级别, 就对伺服系统的跟随响应性提出了更高的要求。近年来高性能伺服控制器的相关研究一直是热点。文献[1]提出了模糊 PID 算法, 并成功应用到永磁同步电机 (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM) 的速度环控制。Jin-Woo Jung<sup>[2]</sup> 等同样对伺服电机的速度控制, 提出了自适应 PID 控制算法。D. Q. Dang<sup>[3]</sup> 等把模糊推理和神经网络算法

融合到 PMSM 的应用, 并分析了控制算法的稳定性。文献[4]设计了观测器对 PMSM 的误差进行补偿, 实现较高的控制性能。文献[5]针对 PMSM 的参数实施在线预测, 提出了一种自适应控制算法。Fabrizio<sup>[6]</sup> 等把分数阶微积分理论引入到伺服电机的 PID 控制, 并提出了相关参数的整定规则。Zhang<sup>[7]</sup> 等融合 PID 滑模控制技术, 结合分数阶微积分的优势, 提出了一种强鲁棒性的电机控制方法。文献[8]从分数阶微积分理论角度建立了 PMSM 数学模型, 但只停留在仿真阶段。文献[9]将电动机看成一个整体, 将其整数阶数学模型中的 S 算子直接假设成分数阶, 建立了 PMSM

\* 基金项目: 广东省自然科学基金项目(2015A030310266); 广东省数控一代机械产品创新应用示范工程专项(2013B011301012); 广东工贸职业技术学院院级资助项目(2017-Z-7)

作者简介: 丘永亮(1980—), 男, 硕士研究生, 副教授, 高级技师, 研究方向为数控技术、超精密加工、机械 CAD/CAM/CAE。

的分数阶模型。文献[10]针对文献[9]把电机当作一个整体作为建模对象存在的问题,提出了把电机分为电磁环节和机械环节分别建模,然后再综合成分数阶模型的建模方法。Zhang等<sup>[11-13]</sup>把分数阶微积分理论引入到滑模控制,针对PMSM的不确定性问题,深入研究了相关先进控制算法。但上述这些方法需要大量复杂的计算,不适合数控加工时要求实时性和响应性的伺服控制系统。

本文着力于提高数控机床专用的PMSM控制精度和响应速度,在传统伺服驱动位置控制器的基础上,提出一种基于模型辨识的补偿控制器设计方法。该方法既能继承传统伺服控制系统简单PID控制算法,又能发挥更高的控制性能,而且算法简单,易于实现,特别适用于数控机床专用伺服驱动系统。

## 1 PMSM 模型辨识

不失一般性,同时考虑到电机的参数时变和

$$Y_m = \begin{bmatrix} y(1) \\ y(2) \\ \vdots \\ y(m) \end{bmatrix}, X_m = \begin{bmatrix} x(1) \\ x(2) \\ \vdots \\ x(m) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -y(0) & \cdots & -y(1-n) & u(0) & \cdots & u(1-n) \\ -y(1) & \cdots & -y(2-n) & u(1) & \cdots & u(2-n) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -y(m-1) & \cdots & -y(m-n) & u(m-1) & \cdots & u(m-n) \end{bmatrix},$$

$$R_m = [r(1) \quad r(2) \quad \cdots \quad r(m)]^T$$

则式(4)可以转换为:

$$Y_m = X_m P + R_m \quad (5)$$

根据  $m$  组试验数据得到的模型式(5),可以寻找一个估计值  $\hat{P}$ ,使得式(6)的  $J(\hat{P})$  最小:

$$J(\hat{P}) = (Y_m - X_m \hat{P})^T (Y_m - X_m \hat{P}) \quad (6)$$

根据极值定理,要使式(6)  $J(\hat{P})$  最小,则需满足以下条件:

$$\left. \frac{\partial J}{\partial P} \right|_{P=\hat{P}} = -2(X_m)^T (Y_m - X_m \hat{P}) = 0 \quad (7)$$

即:

$$(X_m)^T Y_m = (X_m)^T X_m \hat{P} \quad (8)$$

由式(8)可知,如果  $X_m$  的行数大于等于列数,即  $m \geq 2n$ ,  $(X_m)^T X_m$  满秩,即  $\text{rank}[(X_m)^T X_m] = 2n$ ,则  $[(X_m)^T X_m]^{-1}$  存在,可得

$$\hat{P} = [(X_m)^T X_m]^{-1} (X_m)^T Y_m \quad (9)$$

根据上述理论,则可以辨识如图1所示的传

外部负载扰动,可以用如下的通用差分方程来描述PMSM模型:

$$y(k) = - \sum_{i=1}^n a_i y(k-i) + \sum_{i=1}^n b_i u(k-i) + r(k) \quad (1)$$

式中:  $y(k)$ ——系统输出;

$u(k)$ ——系统输入;

$r(k)$ ——系统参数时变和外部扰动以及其他因素造成的噪声。

为了论述方便,可以把式(1)进一步转换成以下的矩阵形式。

定义:

$$x(k) = [-y(k-1), -y(k-2), \cdots, -y(k-n), u(k-1), u(k-2), \cdots, u(k-n)] \quad (2)$$

$$P = [a_1, a_2, \cdots, a_n, b_1, b_2, \cdots, b_n]^T \quad (3)$$

把上述式(2)、式(3)代入式(1),可得

$$y(k) = x(k)P + r(k) \quad (4)$$

根据上述,假定获得  $m$  组试验数据,则有:

统伺服控制系统模型。

首先,对上述伺服控制系统输入以下信号:

$$\theta_{if}(t) = A_{in} \sin(\omega t) \quad (10)$$

式中:  $A_{in}$ 、 $\omega$ ——输入信号的幅值和角频率。

根据伺服电机的机理模型<sup>[13]</sup>,伺服闭环系统可以近似为线性系统,则伺服系统的输出可以表示为

$$\begin{aligned} \theta_{fb}(t) &= A_{out} \sin(\omega t + \delta) = \\ &A_{out} \sin(\omega t) \cos(\delta) + A_{out} \cos(\omega t) \sin(\delta) = \\ &[\sin(\omega t) \quad \cos(\omega t)] \begin{bmatrix} A_{out} \cos(\delta) \\ A_{out} \sin(\delta) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (11)$$

式中:  $A_{out}$ 、 $\delta$ ——输出信号的幅值和相角。

采取  $m$  组数据,并记录如下:

$$\begin{aligned} \theta_{fb}^T &= [\theta_{fb}(1) \quad \theta_{fb}(2) \quad \cdots \quad \theta_{fb}(m)] \\ H^T &= \begin{bmatrix} \sin(\omega_1) & \sin(\omega_2) & \cdots & \sin(\omega_m) \\ \cos(\omega_1) & \cos(\omega_2) & \cdots & \cos(\omega_m) \end{bmatrix} \end{aligned}$$

令:

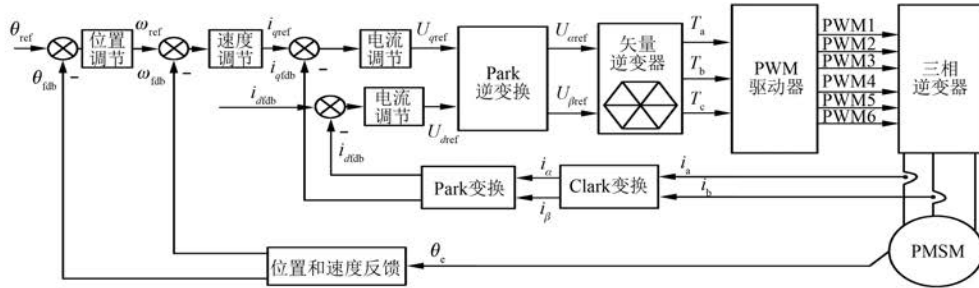


图1 传统伺服控制系统

$$P = \begin{bmatrix} p_1 \\ p_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{out} \cos(\delta) \\ A_{out} \sin(\delta) \end{bmatrix} \quad (12)$$

则有:

$$\theta_{fb} = HP \quad (13)$$

根据式(9),则可计算出估计值:

$$\hat{P} = \begin{bmatrix} \hat{p}_1 \\ \hat{p}_2 \end{bmatrix} = (H^T H)^{-1} H^T \theta_{fb} \quad (14)$$

根据式(12)和式(14)得输出信号的幅值和相角分别为

$$A_{out} = \sqrt{\hat{p}_1^2 + \hat{p}_2^2} \quad (15)$$

$$\delta = \arctan\left(\frac{\hat{p}_2}{\hat{p}_1}\right) \quad (16)$$

根据式(15)和式(16),则可以得出闭环系统的相频  $\varphi$  和幅频  $M$  分别如下:

$$\varphi = \delta - 0 = \arctan\left(\frac{\hat{p}_2}{\hat{p}_1}\right) \quad (17)$$

$$M = 20\lg\left(\frac{A_{out}}{A_{in}}\right) = 20\lg\left(\frac{\sqrt{\hat{p}_1^2 + \hat{p}_2^2}}{A_{in}}\right) \quad (18)$$

根据式(17)和式(18)所得的闭环系统频率特性数据,可利用 MATLAB 软件中的频域函数 invfreqs() 和 freqs() 拟合出伺服闭环系统的模型。

## 2 位置环补偿控制器设计

补偿控制器的设计是构建一个传递函数,使得输入信号与输出信号的比例近似等于 1,从而实现输出准确跟踪输入。

假设根据上述辨识方法,得到闭环伺服系统的传递函数如下:

$$B_u(1)^2 = (b_0 + b_1 + \dots + b_n)^2 \quad (26)$$

$$B_u(z^{-1})B_u(z) = (b_0 + b_1z^{-1} + \dots + b_nz^{-n})(b_0 + b_1z + \dots + b_nz^n) =$$

$$(b_0 + b_1e^{-j\omega t} + \dots + b_ne^{-jn\omega t})(b_0 + b_1e^{j\omega t} + \dots + b_ne^{jn\omega t}) =$$

$$G(z^{-1}) = \frac{z^{-d}B_u(z^{-1})}{A(z^{-1})} \quad (19)$$

式中:  $z^{-d}$ ——输出滞后输入  $d$  个周期;

$B_u(z^{-1})$  和  $A(z^{-1})$ ——输出和输出多项式。

定义如下:

$$B_u(z^{-1}) = b_0 + b_1z^{-1} + \dots + b_nz^{-n} \quad (20)$$

$$A(z^{-1}) = a_0 + a_1z^{-1} + \dots + a_mz^{-m} \quad (21)$$

从式(19)可以看出,只要设计一个补偿控制器  $F$ ,使得其传递函数满足:

$$F(z^{-1}) = \frac{z^d A(z^{-1})}{B_u(z^{-1})} \quad (22)$$

则有综合传递函数:

$$Z(z^{-1}) = G(z^{-1})F(z^{-1}) = 1 \quad (23)$$

即伺服系统的响应完全跟踪输入信号。

但从闭环传递函数式(19)和补偿控制器传递函数式(22)可以看出,伺服闭环系统中的零点变成了补偿控制器的极点,会造成伺服系统的不稳定。因此,为了保证系统输出稳定而且准确地跟随输入信号,把控制器式(22)改成以下补偿控制器:

$$F(z^{-1}) = \frac{z^d A(z^{-1}) B_u(z)}{B_u(1)^2} \quad (24)$$

则有

$$Z(z^{-1}) = G(z^{-1})F(z^{-1}) =$$

$$\frac{z^{-d}B_u(z^{-1})}{A(z^{-1})} \cdot \frac{z^d A(z^{-1}) B_u(z)}{B_u(1)^2} = \frac{B_u(z^{-1})B_u(z)}{B_u(1)^2} \quad (25)$$

把式(20)代入式(25),得

$$\begin{aligned} & \{ b_0 + b_1 [ \cos(\omega t) - j \sin(\omega t) ] + \dots + b_n [ \cos(n\omega t) - j \sin(n\omega t) ] \} \times \\ & \{ b_0 + b_1 [ \cos(\omega t) + j \sin(\omega t) ] + \dots + b_n [ \cos(n\omega t) + j \sin(n\omega t) ] \} = \\ & \{ [ b_0 + b_1 \cos(\omega t) + \dots + b_n \cos(n\omega t) - j [ b_n \sin(\omega t) + \dots + b_n \sin(n\omega t) ] \} \times \\ & \{ [ b_0 + b_1 \cos(\omega t) + \dots + b_n \cos(n\omega t) + j [ b_n \sin(\omega t) + \dots + b_n \sin(n\omega t) ] \} = \\ & [ b_0 + b_1 \cos(\omega t) + \dots + b_n \cos(n\omega t) ]^2 + [ b_n \sin(\omega t) + \dots + b_n \sin(n\omega t) ]^2 \end{aligned} \quad (27)$$

从式(26)和式(27)可以看出,式(25)是一个正实数。因此,补偿控制器式(25)的相位在全频域范围都等于0。此外,实际伺服系统的采样周期  $t$  很小,特别是在角频率  $\omega$  很小的情况下,  $\sin(n\omega t) \approx 0$ ,  $\cos(n\omega t) = 1$ 。此时,式(27)可以表示为

$$B_u(z^{-1})B_u(z) = (b_0 + b_1 + \dots + b_n)^2 \quad (28)$$

根据式(26)和式(28),则由式(25)可以得出

$$\begin{aligned} Z(z^{-1}) &= \frac{B_u(z^{-1})B_u(z)}{B_u(1)^2} = \\ &= \frac{(b_0 + b_1 + \dots + b_n)^2}{(b_0 + b_1 + \dots + b_n)^2} = 1 \end{aligned} \quad (29)$$

从式(29)可以看出,系统在低频段,综合传递函数  $Z(z^{-1})$  约等于1,输出能精确地跟随输入。

### 3 试验验证

为了验证本文提出的算法的可行性及有效性,基于自主开发的伺服驱动系统进行试验验证。伺服系统的主控板是基于 TMS320F2812 的 DSP 处理器,伺服电机型号为 80ST-M01330L□B。电机参数如下:  $R_s = 1.15 \Omega$ ,  $L_d = L_q = 8.5e-3 \text{ H}$ ,  $n_p = 4$ ,  $J = 2.5e-3 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ ,  $B_m = 1.25e-3 \text{ N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}$ 。伺服系统的控制周期  $t = 1 \text{ ms}$ 。

辨识输入信号如下:

$$\theta_r(t) = 6 \sin(2\pi ft) \quad (30)$$

对应上述输入信号,闭环伺服系统的响应如图2所示。

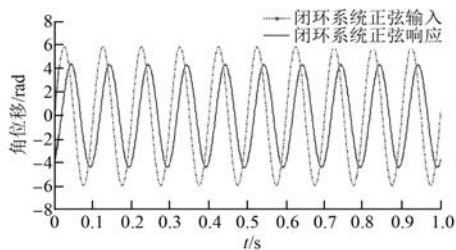


图2 闭环系统正弦响应

根据图2所示数据,并采用文中提出的模型

辨识算法,可以得出闭环伺服系统的模型如下:

$$\begin{aligned} G(z^{-1}) &= \\ &= \frac{-6.6393e-005(z-9.331)(z+0.5645)}{(z-0.9546)(z^2-1.952z+0.9711)} \end{aligned} \quad (31)$$

从式(31)可以得出:

$$z^{-d} = z^{-1} \quad (32)$$

$$B_u(z) = -6.6393e-5(z-9.331)(z+0.5645) \quad (33)$$

$$B_u(1) = -6.6393e-5(1-9.331)(1+0.5645) \quad (34)$$

$$A(z) = (z-0.9546)(z^2-1.952z+0.9711) \quad (35)$$

把式(33)~式(35)代入补偿控制器式(24)得

$$\begin{aligned} F(z^{-1}) &= \\ &= \frac{9.331z^6 - 28.12z^5 + 29.36z^4 - 11.48z^3 + 0.927z^2}{0.004608z^4 + 0.002601z^3} \end{aligned} \quad (36)$$

根据式(31)和式(36),可得伺服系统综合传递函数式(23)的伯德图如图3所示。

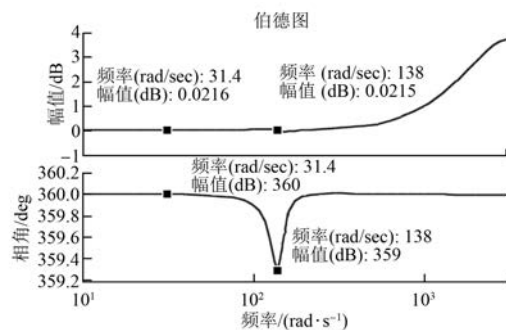


图3 伺服系统综合传递函数式伯德图

从图3可以看出,在闭环伺服系统的基础上加入了补偿控制器,不仅能让伺服系统综合传递函数在全频域范围内的相角约等于0,而且能实现系统在低频段的综合传递函数等于1,保证系统输出能精确跟踪系统输入。

伺服系统的位置环阶跃响应结果如图 4 所示。从图 4 可以看出,系统响应能快速地跟踪系统输入指令。

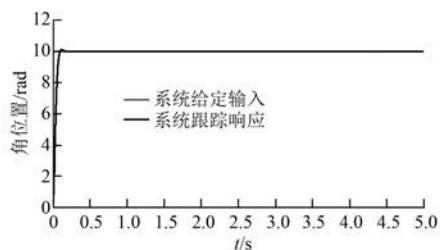


图 4 伺服系统位置环阶跃响应

## 4 结 语

本文针对数控机床专用伺服驱动系统的快速响应性和精确跟随性,设计了基于模型辨识技术的闭环控制算法。试验表明,本文采用的在全频域范围内辨识闭环伺服系统模型的方法能获得较为精确的数学模型,而且易于计算机实现;此外,在原有闭环控制系统的基础上,根据辨识出的系统模型设计的补偿控制器能快速而精确地跟随伺服系统的输入信号,体现出本文所提方法能获得较高的综合控制性能。

### 【参 考 文 献】

- [ 1 ] CHOI H H, YUN H M, KIM Y. Implementation of evolutionary fuzzy PID speed controller for PM synchronous motor [ J ]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2015, 11(2) : 540-547.
- [ 2 ] JUNG J W, VIET Q L, TON D D, et al. Adaptive PID speed control design for permanent magnet synchronous motor drives [ J ]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(2) : 900-908.
- [ 3 ] DANG D Q, VU N T T, CHOI H H, et al. Neural-fuzzy control of interior permanent magnet synchronous motor: Stability analysis and implementation [ J ]. J Electr Eng Technol, 2013, 8(6) : 1439-1450.
- [ 4 ] WANG G, ZHAN H, ZHANG G, et al. Adaptive compensation method of position estimation harmonic error for EMF-based observer in sensorless IPMSM drives [ J ]. IEEE Trans Power Electron, 2014, 29(6) : 3055-3064.
- [ 5 ] UNDERWOOD S J, HUSSAIN I. Online parameter estimation and adaptive control of permanent-magnet synchronous machines [ J ]. IEEE Trans Ind Electron, 2010, 57(7) : 2345-2443.
- [ 6 ] FABRIZIO P, ANTONIO V. Tuning rules for optimal PID and fractional-order PID controllers [ J ]. Journal of Process Control, 2011, 21(1) : 69-81.
- [ 7 ] ZHANG B T, PI Y. Robust fractional order proportion-plus-differential controller based on fuzzy inference for permanent magnet synchronous motor [ J ]. IET Control Theory & Applications, 2012, 6(6) : 829-837.
- [ 8 ] 高远, 范健文, 罗文广, 等. 分数阶永磁同步电机的混沌运动及其控制研究 [ J ]. 武汉理工大学学报, 2012, 34(7) : 134-140.
- [ 9 ] 余伟, 皮佑国. 永磁同步电机分数阶建模与实验分析 [ J ]. 华南理工大学学报(自然科学版), 2013, 41(8) : 55-60.
- [ 10 ] 郑伟佳, 王孝洪, 皮佑国. 基于输出误差的永磁同步电机分数阶建模 [ J ]. 华南理工大学学报(自然科学版), 2015, 43(9) : 8-12.
- [ 11 ] ZHANG B T, PI Y G, LUO Y. Fractional order sliding-mode control based on parameters auto-tuning for velocity control of permanent magnet synchronous motor [ J ]. ISA Transactions, 2012, 51(3) : 649-656.
- [ 12 ] ZHANG B T, PI Y G. Design of fractional order sliding mode controller based on oarameters tuning [ J ]. Przegląd Elektrotechniczny (Electrical Review), 2012, 88(10) : 172-175.
- [ 13 ] ZHANG B T, PI Y G. Enhanced robust fractional order proportional-plus-integral controller based on neural network for velocity control of permanent magnet synchronous motor [ J ]. ISA Transactions, 2013, 52(6) : 510-516.

收稿日期: 2016 -12 -12

欢迎投稿 欢迎订阅 欢迎刊登广告

网上投稿: [www.motor-abc.cn](http://www.motor-abc.cn)