

交流伺服系统脉冲序列位置控制研究

栾宗涛¹, 陶涛¹, 梅雪松^{1,2}, 孙挪刚¹

(1. 西安交通大学机械工程学院, 710049, 西安; 2. 西安交通大学机械制造系统工程国家重点实验室, 710049, 西安)

摘要: 提出了一种针对全数字式交流伺服电机离散控制工作状态下的建模与仿真方法. 深入分析了全数字式交流伺服系统的位置脉冲控制工作模式及其表达方式, 给出了速度 PI 控制条件下的全数字式交流伺服电机系统传递函数和系统滞留脉冲传递函数. 比较全数字式交流伺服系统对不同周期、不同形状的脉冲控制序列波形响应发现, 交流伺服驱动器滞留脉冲造成的速度误差主要与输入脉冲信号的加速度成正比, 当速度曲线出现拐点时(加速度突变), 速度误差则出现突变, 突变的幅度与离散计算的重加速度成正比. 这说明如果在运动控制中, 必须采用加速度连续变化的加减速控制, 才能避免滞留脉冲较大的突变, 达到较高的运动控制精度. 研究表明, 无论速度输入是哪种形式, 由模型计算的速度误差与实际测量结果相吻合, 证明了提出方法的正确性和实用价值.

关键词: 全数字式交流伺服; 位置控制; 建模

中图分类号: TP273 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2009)12-0035-05

Modeling Method for Position Control of Full Digital AC Servo Systems

LUAN Zongtao¹, TAO Tao¹, MEI Xuesong^{1,2}, SUN Nuogang¹

(1. School of Mechanical Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China; 2. State Key Laboratory for Manufacturing Systems Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: A new method for modeling full digital AC servo motors in discrete pulse control was proposed. The position pulse control mode and its expression of the full digital AC servo system were analyzed, and in speed PI control the transfer functions of the AC servo system and the system lag pulse were derived. A comparison of responses of pulse series during different periods and forms of the AC servo system in the simulation and experiment shows that the speed error caused by the system lag pulse is mainly proportional to the acceleration of the input pulse, and as inflexion in speed curve (acceleration jump) occurs the speed error jumps with its amplitude proportional to the jerk. To avoid large jump in speed error and realize high precision motion control, the continuous change of acceleration must be guaranteed in the speed control process. And the compute speed errors well coincide with the experimental results despite of the input signal forms, which verifies the correctness of the presented modeling method.

Keywords: full digital AC servo system; position control; modeling

人们对以电机作为驱动的伺服系统的特性研究已经有了相当长的时间, 早期研究人员采用简单的控制器, 通过试验来调整控制器的参数, 从而得到性能比较满意的系统. 随着控制理论的发展, 人们发现将合适的数学模型应用于运动控制器的设计中, 可

以实现电机运动误差的补偿, 从而实现控制精度的大幅提高^[1-3].

20 世纪 70 年代末, 随着微处理器技术、大功率高性能半导体器件、电机永磁材料的发展和成本的降低, 交流伺服电机及其控制装置所组成的交流伺

服系统已经开始实用化,人们通过适当的简化,将交流伺服电机的运动控制过程简化成直流伺服电机模拟量输出的控制过程,基本解决了以模拟量为控制信号的交流伺服系统的建模问题,达到了比较满意的建模精度^[4-7],实现了对交流伺服进给系统运动过程的精确仿真.但是,这些研究都是针对以模拟量为控制信号、交流伺服系统的工作模式为速度控制模式的数控伺服进给系统,而对于全数字式交流伺服系统以位置脉冲控制模式(离散控制工作状态)下的数控进给伺服系统的建模与动态特性的分析需要进一步探讨.

随着交流伺服电机向全数字化方向的发展,数字控制接口以其高的抗干扰性和低成本日益在工业实际中得到广泛应用,交流伺服电机位置脉冲控制模式的控制精度越来越高.本文从全数字式交流伺服电机位置脉冲控制模式的原理出发,对采用全数字式交流伺服电机位置脉冲控制模式的数控进给系统建模,从而为解决全数字式交流伺服电机对脉冲序列控制信号的跟踪精度问题提供理论基础.

1 永磁同步交流伺服电机的数学模型

按电机矢量控制原理和 $d-q$ 变换理论,对永磁同步交流伺服施以控制电流 I_m , 在外界干扰力矩 T_l 的作用下,电机输出角速度为 ω . 由此可以得到如图 1 所示的交流伺服电机系统的控制框图. 进一步,可推导出交流伺服电机的传递函数为

$$G_D(s) = \frac{1}{\alpha_2 s^2 + \alpha_1 s + \alpha_0} \tag{1}$$

其中

$$\alpha_0 = \frac{BR_s + BK_i K_{pi} + K_t K_u}{K_t K_{pi}}$$
$$\alpha_1 = \frac{JR_s + JK_i K_{pi} + BL_a}{K_t K_{pi}}; \alpha_2 = \frac{JL_a}{K_t K_{pi}}$$

式中: K_t 为电机扭矩常数; K_u 为电机反电动势; B 为电机阻尼系数; J 为伺服电机惯性矩; K_{pi} 为电流环增益; K_i 为电流环反馈系数; L_a 为电机电感; R_s 为电机电阻.

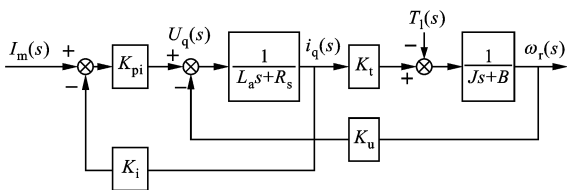


图 1 交流伺服控制框图

2 交流伺服系统的速度控制

现代交流伺服电机基本实现了全数字化,其电流反馈、速度反馈以及位置反馈都是以数字量形式反馈到 CPU 的, CPU 通过数字运算,再通过 D/A 转换直接控制 SPWM 的基极电流,从而达到对电机的控制. 在进行交流伺服驱动器设计时,需要对系统进行离散处理,建立系统的差分方程,以实现系统的控制. 采样周期为 T 的交流伺服系统的离散速度控制系统如图 2 所示.

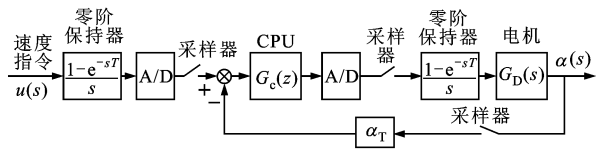


图 2 交流伺服系统离散速度控制框图

虽然交流伺服驱动器是通过离散处理进行数字控制的,但对于数控系统来说,通常将交流伺服驱动器和交流伺服电机看作一个整体,从外观或整体控制效果上来看,对全数字交流伺服电机的速度控制和对直流伺服电机的控制没有多大差别,所以在系统建模时通常将其作为一个连续系统进行建模.

交流伺服驱动器对电机的速度控制有两种方式,即 PI 控制和 I-P 控制. PI 控制器采用串联方式实现对交流永磁伺服电机的速度控制,而 I-P 控制器则是采用并联的状态反馈方式来实现交流永磁伺服电机的速度控制的.

2.1 交流伺服电机的 PI 速度控制

所谓交流伺服电机的 PI 速度控制,就是将比例积分控制器置于系统的前向通道内,与控制对象串联,共同作为一个整体来实现交流永磁伺服电机的速度控制. PI 控制改善了系统的瞬态响应特性和稳定性,使系统的输出响应能够满足高性能控制的要求,并且在稳态时可实现无差控制,在实际中得到广泛应用. 具有 PI 速度控制器的交流永磁伺服电机系统如图 3 所示.

结合式(1)可得到交流永磁伺服电机的 PI 速度控制系统的传递函数

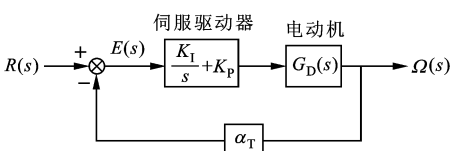


图 3 交流永磁伺服电机 PI 速度控制框图

$$G(s) = \Omega(s)/R(s) = \frac{K_P s + K_I}{\alpha_2 s^3 + \alpha_1 s^2 + (\alpha_0 + \alpha_T K_P)s + \alpha_T K_I} \quad (2)$$

式中: $K_I = \frac{K_u}{K_{pi}\alpha_T T_\sigma}$; $K_P = \frac{J(R_s + K_{pi}K_i)K_I}{K_i K_u} - 0.5T_\sigma K_I$; α_T 为速度反馈系数.

2.2 全数字式交流伺服系统位置脉冲控制模式

交流伺服电机工作在位置控制模式时,其控制系统的结构框图如图 4 所示. 由于位置采样的离散作用,交流伺服驱动器的位置控制系统是一个离散系统,控制系统的模型框图如图 5 所示. 由此可以推

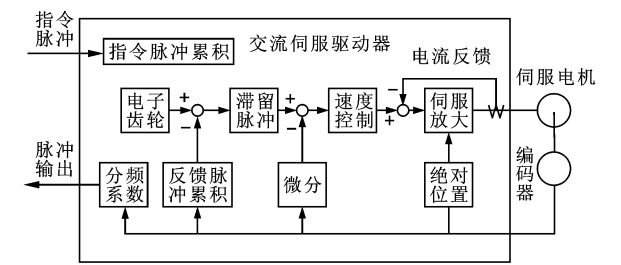


图 4 交流伺服系统脉冲位置控制模式系统结构框图

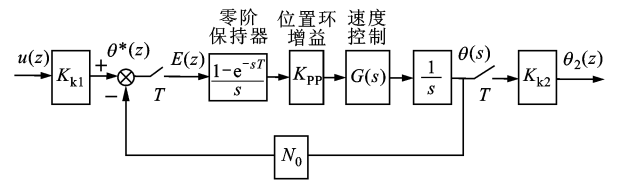


图 5 交流伺服电机位置控制系统框图

导出系统的 Z 传递函数为

$$G_c(z) = \frac{\theta_2(z)}{u(z)} = \frac{\theta^*(z)}{\theta^*(z)} = \frac{Z\left((1 - e^{-sT})s^{-2}K_{PP}G(s)\right)}{1 + Z\left((1 - e^{-sT})s^{-2}K_{PP}N_0G(s)\right)} \quad (3)$$

式中: θ^* 为角度指令; θ 为输出角度; T 为采样周期; N_0 为电机每弧度反馈数; K_{PP} 为伺服驱动器位置环增益. 同理, 可以得出系统的误差传递函数为

$$\frac{E(z)}{\theta^*(z)} = \left(1 + Z\left(\frac{1 - e^{-sT}}{s^2}K_{PP}N_0G(s)\right)\right)^{-1} \quad (4)$$

一般地,购买的伺服驱动器的离散控制算法的细节和采样周期并不公开,在进行外部数控系统计算机控制设计时,很难做到采样的同步,因此要建立精确的进给系统的离散模型非常困难,从某种程度上讲,仍可将其视为连续系统来处理,如图 6 所示.

由此可以得到系统的传递函数为

$$G_s(s) = \frac{\theta_2(s)}{r(s)} = \frac{K_{kl}K_{k2}K_{PP}G(s)}{s + K_{PP}N_0G(s)} \quad (5)$$

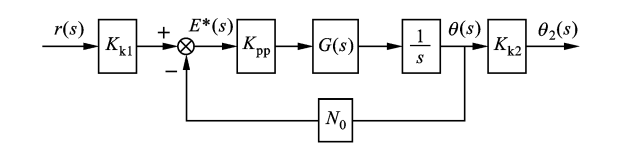


图 6 交流伺服电机脉冲序列位置控制框图

式中: K_{kl} 、 K_{k2} 为输入、输出电子齿轮比. 若令 $K_{k2} = 1/K_{kl}$, 则系统的传递函数为

$$G_s(s) = \frac{K_{PP}G(s)}{s + K_{PP}N_0G(s)} \quad (6)$$

在交流伺服电机的位置控制模式下,经过电子齿轮后的输入脉冲总数(累积)和电机反馈脉冲总数(角度位置)的差值通常被称为滞留脉冲,可以得到系统滞留脉冲的传递函数为

$$G_e(s) = e(s)/r(s) = \frac{K_{kl}r(s) - N_0\theta(s)}{K_{kl}r(s)} = \frac{K_{kl}}{1 + K_{PP}N_0G(s)s^{-1}} \quad (7)$$

若采用 PI 速度控制系统,将式(2)与上述位置工作模式下的 $G_e(s)$ 合并,可以推导出系统的传递函数为

$$G_{PI}(s) = K_{PP}(K_P s + K_I)/(\alpha_2 s^4 + \alpha_1 s^3 + (\alpha_0 + \alpha_T K_P)s^2 + (\alpha_T K_I + K_{PP}K_P)s + K_{PP}K_I N_0) \quad (8)$$

由此系统滞留脉冲的传递函数为

$$G_{ePI}(s) = K_{kl}(\alpha_2 s^4 + \alpha_1 s^3 + (\alpha_0 + \alpha_T K_P)s^2 + \alpha_T K_I s)/(\alpha_2 s^4 + \alpha_1 s^3 + (\alpha_0 + \alpha_T K_P)s^2 + (\alpha_T K_I + K_{PP}K_P)s + K_{PP}K_I N_0) \quad (9)$$

3 交流伺服电机脉冲序列的响应特性

为验证上述模型,采用自行设计的基于 PC104 两轴运动控制器对交流伺服电机空载时对脉冲序列的响应进行了实验,实验装置如图 7 所示.

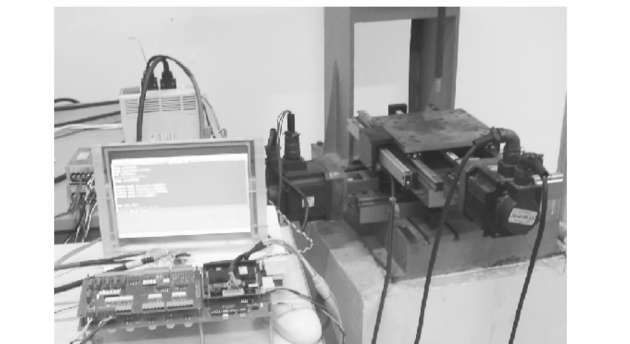


图 7 基于 PC104 两轴运动控制实验装置

实验电机和伺服驱动器为三菱公司的 HC-SFS 和 MR-J2S-100A. 电机采用 PI 控制, 电机系统参数和计算所得电机传递函数中的系数 α 如表 1 所示.

表 1 伺服电机系统参数

$J/\text{kg} \cdot \text{m}^2$	0.001 37	K_p	1.5
$B/\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{s} \cdot \text{rad}^{-1}$	0	K_i	0.076 8
R_s/Ω	1.05	$\alpha_T/\text{V} \cdot \text{s} \cdot \text{rad}^{-1}$	0.041 89
L_a/H	0.037	$K_{pp}/\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$	100
$K_i/\text{V} \cdot \text{A}^{-1}$	1	$\alpha_0/\text{V} \cdot \text{s} \cdot \text{rad}^{-1}$	0.754
K_{pi}	310	$\alpha_1/\text{V} \cdot \text{s}^2 \cdot \text{rad}^{-1}$	0.001 7
$K_t/\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{A}^{-1}$	0.797	$\alpha_2/\text{V} \cdot \text{s}^3 \cdot \text{rad}^{-1}$	$2.051 6 \times 10^{-7}$
$K_u/\text{V} \cdot \text{s} \cdot \text{rad}^{-1}$	0.182 7		

将计算所得的参数代入式(8), 则该电机系统的传递函数为

$$G(s) = \frac{464.2s + 0.193}{0.0017s^3 + 1.246s^2 + 464.3s + 57.91}$$

(10)

图 8 所示分别为全数字式交流伺服电机控制转速为 1 200 r/min 和 600 r/min 时, 伺服系统在不同的增益条件下对速度阶跃信号的响应.

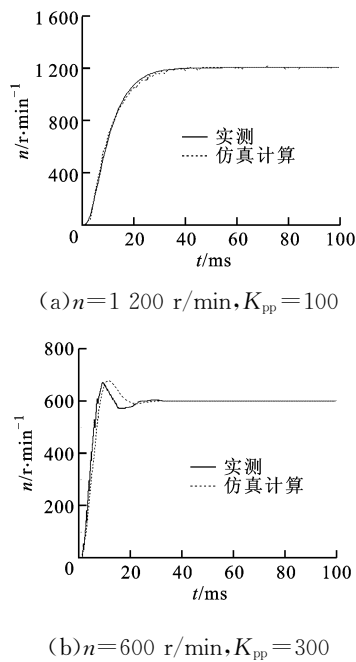


图 8 交流伺服电机对阶跃信号响应的比较

对比图 8 结果可以看出, 当增大 K_{pp} 时, 电机达到设定速度的时间减少(响应加快), 但出现了较大的超调. 当 $K_{pp}=100$ 时, 给交流伺服驱动器输入 1 200 r/min(100kpps) 的阶跃信号, 电机的响应比较平稳. 若将伺服驱动器的位置环增益 K_{pp} 设为 300, 则电机系统对 600 r/min 的阶跃信号的响应则出现超调.

从图 8 还可以看出, 所建模型在 $K_{pp}=100$ 时的仿真结果和电机的实际响应非常接近, 但由于增大 K_{pp} 引起电机电流环的饱和, 以及伺服放大器内部位置、速度、电流环对饱和现象调节规律的不开放, 使所建立的模型与实际结果存在一定的偏差.

通过电机在 600 r/min 和 1 200 r/min 运行时的实测数据和我们建立的数学模型比较, 可以证明所建立的电机伺服系统的数学模型基本反映了电机的设计性能. 模拟与实际的偏差可能是由于电机的基本参数(电感, 电阻)测量的不准确引起的, 更重要的是, 目前还无法得到三菱公司的伺服放大器内部位置、速度、电流环的控制算法, 因而使所建立的模型结构与实际的控制规律有一定的偏差. 由于电机对较大阶跃信号的响应出现电流饱和等因系, 导致一定的仿真误差, 在实际应用中通常要经过加减速控制, 来减小系统的冲击.

为进一步分析电机对常用信号的响应特性并验证模型的正确性, 对不同周期的三角波、梯形波、余弦波、余弦和梯形组合波进行了实验和仿真, 其结果如图 9~图 11 所示.

从图 9~图 11 中可以发现, 交流伺服驱动器滞留脉冲造成的速度误差主要与输入脉冲信号的加速度成正比, 当速度曲线出现拐点时(加速度突变), 速度误差则出现突变, 突变的幅度与离散计算的重加速度成正比. 这说明在运动控制中必须采用加速度

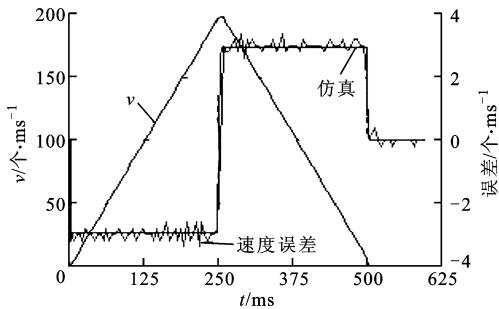


图 9 电机对周期为 0.5 s 的三角波的速度响应、速度误差

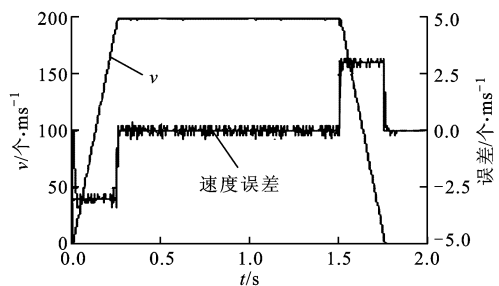


图 10 电机对加减速时间为 0.5 s 的梯形波的速度响应、速度误差

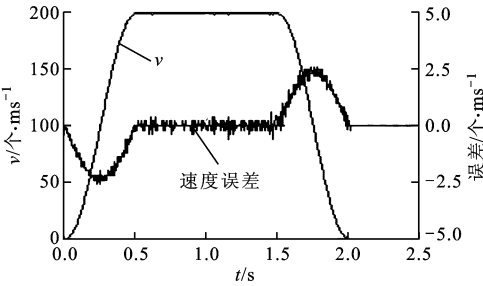


图 11 电机对加减速时间为 0.5 s 的余弦梯形组合波的速度响应、速度误差

连续变化的加减速控制,才能避免滞留脉冲较大的突变,达到较高的运动控制精度.

上述结果还表明,无论速度输入是哪种形式,本文模型计算的速度误差与实际测量的结果都比较吻合,能够通过仿真比较准确地预测到交流伺服电机的速度误差,模型能够较好地反映位置脉冲控制工作模式下的全数字式交流伺服电机的实际响应.

4 结 论

本文通过对交流永磁伺服电机原理的分析,建立了全数字式交流伺服系统的位置脉冲控制工作模式下的数学模型.通过对交流伺服电机的速度响应特性实验测量和仿真数值的比较分析,证明了所建立的全数字式交流伺服电机工作在位置脉冲控制工作模式下的数学模型的正确性和实用性,能够真实地反映永磁交流伺服电机在脉冲控制下的工作特性.本文方法对于实现全数字式交流伺服电机的高速度、高精度运动控制具有指导意义.

参考文献:

[1] TUNG E D, ANWAR G, TOMIZUKA M. Low velocity friction compensation and feedforward solution based on repetitive control[J]. ASME Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control, 1993,115 (2):279-284.

[2] BRIAN A H, PIERRE D, Carlos C, et al. A survey of models, analysis tools and compensation methods for the control of machines with friction[J]. Automatic, 1994,30(7):1083-1138.

[3] MEI Xuesong, TSUTSUMI M, TAO Tao, et al. Study on the compensation of error by stick-slip for high-precision table[J]. International Journal of Machine Tools and Manufacture, 2004,44(5):503-510.

[4] 佐藤隆太,堤正臣. ACサーボモータと直動転がり案内を用いた送り駆動系の数学モデル[J]. 精密工学会誌, 2005,71(5):633-638.

[5] ERKORKAMAZ K, ALTINTAS Y. High speed CNC system design; part III [J]. International Journal of Machine Tools and Manufacture, 2001,41(10):1637-1658.

[6] ERKORKAMAZ K, ALTINTAS Y. High speed CNC system design; part II [J]. International Journal of Machine Tools and Manufacture, 2001,41(10):1487-1509.

[7] MEI Xuesong, TSUTSUMI M, YAMAZAKI, T, et al. Study of the friction error for a high-speed high precision table[J]. International Journal of Machine Tools and Manufacture,2001,41(10):1405-1415.

(编辑 杜秀杰)