

# 全数字伺服控制系统

刘 辉

(中国科学院长春光学精密机械研究所, 长春130022)

**摘要** 介绍了全数字高精度伺服控制系统设计中的模型建立、控制器实现方法等问题, 本系统具有精度高、可实现复杂控制、高可靠性等特点。

**关键词:** 伺服控制系统; 全数字化; 控制器

## 1 数字化调速系统设计

在调速系统中, 计算机要完成轴角编码器的数字测速, 数字调宽波的输出以及速度回路的校正运算和数字放大等功能。其原理方框图如图1所示。系统工作过程为: 速度信息  $R_v(j)$  与实际速度  $F_v(j)$  在计算机中进行比较, 获得速度误差量  $E_v(j)$ 。并加以校正放大。校正环节的控制算法要根据误差量  $E_v(j)$  的大小选择, 以便于扩大校正环节的线性控制范围。校正后的误差量经数字放大后由数字调宽部分输出调宽方波, 经脉冲调宽功率放大器放大, 驱动力矩电机, 控制仪器转动。

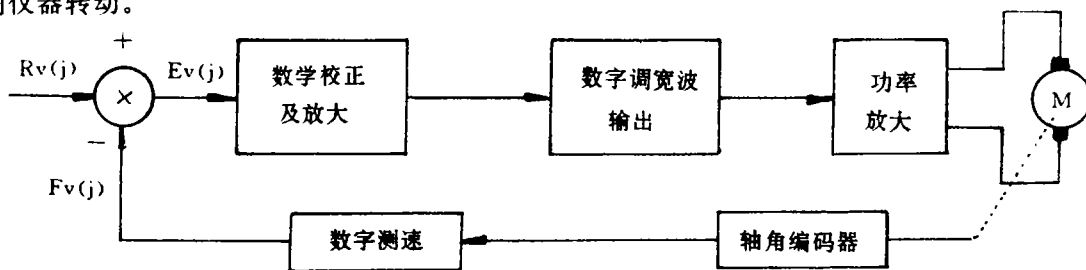


图1 调速系统原理框图

### 1.1 数字计算机及转换装置的特性分析

目前, 在实际伺服控制系统的工程设计中, 大部分还采用连续系统的分析方法。因此在分析系统之前, 必须对计算机及转换装置的特性有所认识。

在调速系统中, 起  $D/A$  转换器功能的是数字脉宽调制装置, 它把经数字校正及放大的数字输出量化为脉宽可调的方波电压, 并保持一个采样周期  $T_f$ 。因此, 它相当于一个零阶保持器, 其传递函数的幅、相频率特性为:

$$A_h(\omega) = |\sin(0.5\omega \cdot T_f)| / (0.5\omega \cdot T_f) \quad (1)$$

$$\Phi_h(\omega) = -0.5\omega \cdot T_f \quad (2)$$

起 A/D 转换器作用的是数字测速装置, 数字测速的基本原理是数值微分, 可以等效为一个纯延迟环节, 用  $T_v$  表示纯延迟时间, 得数字测速的传递函数的幅、相频率特性为:

$$A_v(\omega) = 1 \quad (3)$$

$$\Phi_v(\omega) = -\omega T_v \quad (4)$$

数字计算机的传递函数特性为一个纯延迟环节, 其传递函数的幅、相频率特性为:

$$A_d(\omega) = 1 \quad (5)$$

$$\Phi_d(\omega) = -\omega T_d \quad (6)$$

综上所述, 数字计算及转换装置的频率特性为:

$$A(\omega) = A_n(\omega) + A_v(\omega) + A_d(\omega) \quad (7)$$

$$\Phi(\omega) = \Phi_n(\omega) + \Phi_v(\omega) + \Phi_d(\omega) \quad (8)$$

在实际系统中, 由于数字测速方式的选择和计算程序的编排, 有:

$$A(\omega) = |\sin(0.5\omega T_f)| / (0.5\omega T_f) \quad (9)$$

$$\Phi(\omega) = -2.0T_f \quad (10)$$

其中采样频率  $T_f = 5.0\text{ms}$

从式(9)和(10)可以看到, 传递函数对  $A(\omega)$  的幅值影响并不大, 但有一定的相角滞后, 因此在设计数字控制器时应予考虑。

## 1.2 调速系统校正装置及参数的确定

系统的动态结构框图如图2所示。数字计算机及转换装置可等效为一个纯延迟环节:

$$G'(s) = e^{-2.0T_f s}$$

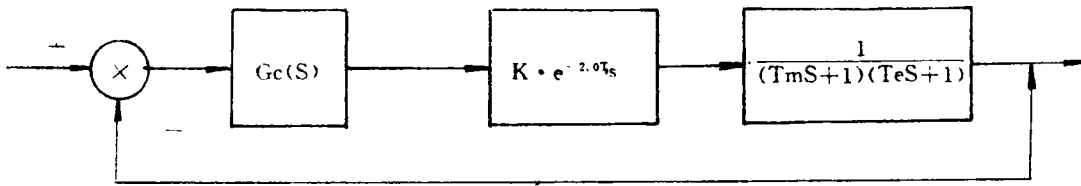


图2 调速系统动态结构框图

图中:  $K$  为系统开环放大倍数;

$G_c(S)$  为校正网络;

$\frac{1}{(T_m S + 1)(T_e S + 1)}$  为机械及力矩电机传递函数。

## 2 数字化位置伺服系统设计

本系统是计算机以数码形式给出运动目标的位置信息和目标的速度信息, 引导经纬仪对目标进行自动跟踪, 利用计算机给出的目标速度信息加入速度反馈构成复合控制系统。如图3所示:

在本系统中, 为使系统在大偏差情况下能够快速捕获目标, 采用了按偏差分段控制算法。

即在大偏差时, 采用“棒棒”控制方式, 使经纬仪以最大速度接近跟踪目标, 并在接近目标

时快速制动,以平稳的过渡过程进入高精度线性控制算法。

在误差线性区内,数学引导控制系统采用了一阶积分校正环节,其传递函数为:

$$W(S) = (T_1 S + 1) / (T_1 S = 1) \quad (11)$$

### 3 数字控制器的设计

数字控制器的设计是指如何把连续系统的校正函数  $G(S)$  变换为数字控制系统中的校正函数  $G(Z)$ ,即如何实现  $S$  域到  $Z$  域的映射。本系统采用了带有预扭曲的双线性变换法。并加入了相位超前修正。

#### 3.1 双线性变换

双线性变换如下式所示:

$$S = \frac{2(Z-1)}{T(Z+1)} \quad (12)$$

双线性变换是一个极好

的逼近,主要是由于当  $S = j\omega$  时,  $Z$  的幅值是1。这些值很重要,因为它们定义  $S$  域和  $Z$  域函数中极点的稳定区域。当  $S$  的实部小于0(在  $S$  域中稳定)时,按双线性变换,  $Z$  的幅度值小于1(在  $Z$  域中稳定)。

#### 3.2 预扭曲

预扭曲双线性变换引起  $S$  域和  $Z$  域函数的相位和增益在预变形频率处是等同的。预扭曲修改逼近为  $S$ :

$$S = \frac{\omega_0}{\tan(\omega_0 T/2)} \left( \frac{Z-1}{Z+1} \right) \quad (13)$$

其中  $\omega_0$  是预扭曲频率,在这一频率处零要精确的等价,正弦和余弦的 Euler 公式为:

$$\cos(x) = \frac{e^{ix} + e^{-ix}}{2}, \quad \sin(x) = \frac{e^{ix} - e^{-ix}}{2i} \quad (14)$$

因为  $\tan(x) = \sin(x)/\cos(x)$ , 所以式(13)可以写成:

$$S = \omega_0 \frac{2j}{e^{j\omega_0 T/2} - e^{-j\omega_0 T/2}} \cdot \frac{e^{j\omega_0 T/2} + e^{-j\omega_0 T/2}}{2} \left( \frac{Z-1}{Z+1} \right) \quad (15)$$

我们要求稳定响应(相位和增益),因此  $S = j\omega$ :

$$S = j\omega_0 \left( \frac{e^{j\omega_0 T/2} + e^{-j\omega_0 T/2}}{e^{j\omega_0 T/2} - e^{-j\omega_0 T/2}} \right) \left( \frac{e^{j\omega T} - 1}{e^{j\omega T} + 1} \right) \quad (16)$$

现在,如果用  $e^{j\omega T/2}$  同时除以右边分子和分母,结果为:

$$S = j\omega_0 \left( \frac{e^{j\omega_0 T/2} + e^{-j\omega_0 T/2}}{e^{j\omega_0 T/2} - e^{-j\omega_0 T/2}} \right) \left( \frac{e^{j\omega_0 T/2} - e^{-j\omega_0 T/2}}{e^{j\omega_0 T/2} + e^{-j\omega_0 T/2}} \right) \quad (17)$$

因此当  $\omega = \omega_0$  时,几乎所有的因子都消掉了,剩下  $S$  的精确值为  $S = j\omega$

这意味着在预扭曲频率处评价传递函数时,逼近是相当准确的。

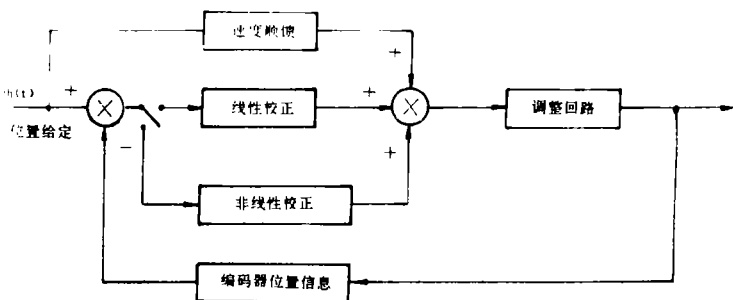


图3 复合控制系统原理框图

### 3.3 相位超前

当函数极点比零点少时,近似  $Z+1=2\langle\omega T/2$

可以用导前 Z 函数的相位,由

$$Z+1=e^{j\omega T}+1 \tag{18}$$

从右边项提取  $e^{j\omega T/2}$  得到

$$Z+1=e^{j\omega T/2}(e^{j\omega T/2}+e^{-j\omega T/2}) \tag{19}$$

利用 Euleryo 变换  $2\cos x=e^{jx}+e^{-jx}$  产生:

$$Z+1=2e^{j\omega T/2}\cos(\omega T/2) \tag{20}$$

最后,当  $\omega T/2$  比较小时,  $\cos(\omega T/2)=1$ ,因此

$$Z+1=2e^{j\omega T/2}=2\langle(\omega T/2)$$

$$Z+1=2e^{j\omega T/2}=2\langle(\omega T/2)$$

这一近似对于大多应用来说足够准确。

### 3.4 其它

全数字化随动系统是一个具有多种采样频率的复合系统。如数学引导信息为20Hz,位置校正回路为100Hz,调速校正回路为400Hz,调宽波输出为400Hz,在此采用了插值外推等措施使各种采样频率有机地组合在一起。按不同的采样频率,通过频率预扭曲双线性变换和相位超前处理,把 S 域的效正网络变换为 Z 域的效正网络,由计算机实现其运算。并由计算机完成数字测速,调宽波输出,按误差大小分段校正等功能。组成了数字化伺服控制系统。

## 4 全数字化跟踪伺服系统的实验结果:

#### 非线性区归零实验

计算机给定90度偏差,记录伺服系统速度曲线如图4所示:

经多次实验,测得其归零时间为  $T \leq 8$ 秒。

#### 等效正弦引导实验

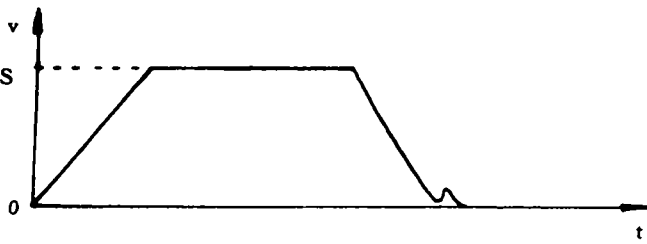


图4 速度响应曲线

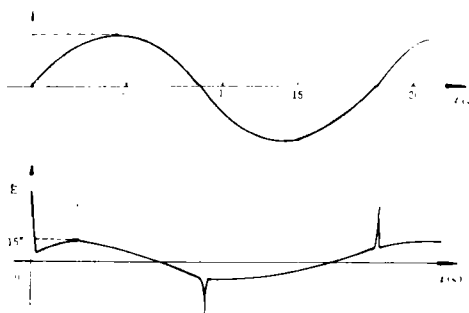


图5 正弦引导下误差曲线

正弦引导实验是鉴定位置控制系统跟踪精度的有效方法。引导函数的最大速度为20°/s,最大加速度为7°/s<sup>2</sup>,记录伺服系统的速度曲线与误差曲线如图5所示。

数引误差除调转在一分多以外,其引导精度都在15角秒以内。

### 参 考 文 献

- [1]R. G. Jacquot, Modern Digital Control Systems. Marcel Dekker, Inc. , 1981  
[2]Denjamin C. Kuo, Digital Control System. 1980

## Full Digitized Servo Control System

Liu Hui

(*Changchun Institute of Optics and Fine Mechanics,*  
*Chinese Academy of Sciences, Changchun 130022*)

### Abstract

The paper introduces modelling and controller implementing aspects in designing of a full digitized high precision servo control System. The system has advantages of high precision, be easy to control and high reliability.

**Key words:** Servo control system, Full digitized, Controller