

# 用微型机实现数字校正

葛文奇

**摘要：**本文阐述了用DJS—040微计算机对随动系统进行数字校正及有关控制问题。按照误差大小，自动选择线性和非线性两种不同校正算法，从而大大改进了系统的动态性能。

## 一、前 言

在大型光学跟踪仪器中，用微型计算机对其随动系统进行数字校正，在国内还是首次进行尝试。通过在一个真实系统上的实验，已经获得了成功。用微型机进行数字校正，较之连续校正有以下几方面优点。

- (1) 可靠性高，
- (2) 无直流漂移，
- (3) 受噪声及扰动的影响小，
- (4) 改变校正形式及参数容易，
- (5) 便于实现高精度运算以及不同控制方式的自动转换。

实验已充分证明了上述特点。

## 二、原理及结构方框图

在随动系统中，把DJS—040八位微型机作为数字控制器，由它完成角误差的比较，捷径跟踪处理，数字校正运算，前馈量的给定，半自动信号的采集及其外推运算、PD和PID运算以及上述几种信号的迭加处理等工作。该系统的结构方框图如图1所示，虚线框内即为微型机所做的工作。

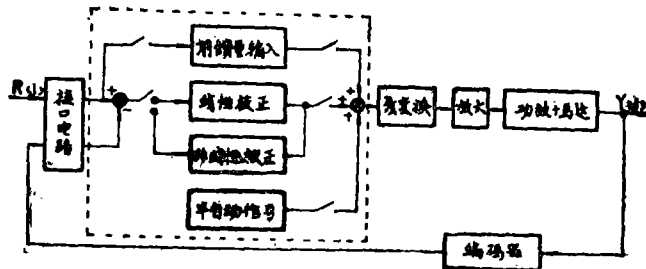


图1 原理方框图

其基本过程是：把代表目标位置的信息和代表仪器本身实际位置的反馈信息，经由外部接口电路送入计算机中相比较，求出误差信号，再按所需的控制算法进行校正运算，校正后

的误差量和前馈量相加，由一个12位的数模变换器转换成模拟电压输出，经脉冲调宽功率放大器放大，驱动力矩电机，控制整个仪器运动，构成闭环控制。

### 三、数字校正运算

#### 1. 对象模型的离散化及线性校正

记系统的输入为 $R(j)$ ，输出为 $Y(j)$ ，则角误差 $E_1(j)$ 为

$$E_1(j) = R(j) - Y(j) \quad (1)$$

式中 $j$ ——整数，取 $0, 1, 2, \dots$ ，表示不同采样时刻。

设线性区值为 $E_L$ ，若 $|E_1(j)| > E_L$ ，则按大偏差即非线性校正处理，后面还要提到。若 $|E_1(j)| \leq E_L$ ，则对 $E_1(j)$ 进行线性校正运算，这种选择由计算机自动完成。

对 $E_1(j)$ 进行校正运算，首先应求出数字控制器的离散传递函数 $D(z)$ ，为此可先求出连续校正环节的传递函数 $W_o(s)$ ，然后经过适当变换即可得到 $D(z)$ 。

该系统按着连续校正的方框图如图2所示。图中 $Z, O, H$ 为 $D/A$ 变换器，其传递函数为 $W_o(s)$ ，

$$W_o(s) = \frac{K_o(1 - e^{-Ts})}{S} \quad (2)$$

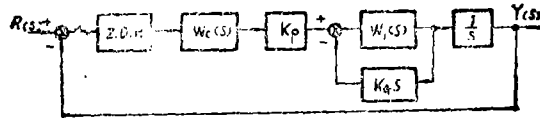


图2 连续校正的方框图

式中 $T$ ——采样周期（秒），

$K_o$ —— $D/A$ 变换器输出斜率（伏/度）。

$W_o(s)$ 为连续校正环节的传递函数，是待定项。 $K_p$ 是保证系统增益而加的放大系数。 $W_1(s)$ 和 $K_o S$ 构成一个调速回路，即内回路，其近似等效传递函数为 $W_s(s)$ ，

$$W_s(s) = \frac{K_s}{T_s S + 1} \quad (3)$$

式中 $K_s$ ——内回路闭环增益（度/秒/伏），

$T_s$ ——内回路等效时间常数（秒），

通过实验测得 $K_s = 1.23$ （度/秒/伏）， $T_s = 0.011s$ ，令 $W_2(s)$ 表示系统连续部分被控对象的传递函数，则

$$W_2(s) = \frac{K_v(1 - e^{-Ts})}{S^2(T_s S + 1)} \quad (4)$$

式中  $K_v = K_o K_p K_s$  (5)

把(4)式离散化，即得广义对象的 $Z$ 传递函数 $W_2(z)$

$$W_2(z) = Z\{W_2(s)\} = \frac{K_s Z^{-1}(1 + aZ^{-1})}{(1 - Z^{-1})(1 - bZ^{-1})} \quad (6)$$

这里 $K_s, a, b, T, T_s$ 均为常数。由上式就可用不同的准则来确定 $D(z)$ ，例如快速无波纹

法，最小方差法等。然而从工程上考虑，系统同时能够适应几种不同形式的输入，如阶跃输入，斜坡输入等，确保系统精度并具有良好的稳定性，仍采用频域设计方法，先求出所需的  $W_o(s)$ 。为简单起见，采用超前一滞后校正，取

$$W_o(s) = \frac{T_2 S + 1}{T_1 S + 1} \quad (7)$$

把它离散化，即得  $D(z)$ 。离散方法有多种，这里用双线性变换法离散上式。

$$D(z) = Z\{W_o(s)\}_{s=\frac{z-1}{T}} = K_D \frac{1 - AZ^{-1}}{1 - BZ^{-1}} \quad (8)$$

式中  $K_D, A, B$ ，为常数，它们分别等于

$$\left. \begin{aligned} K_D &= \frac{2T_2 + T}{2T_1 + T} \\ A &= \frac{2T_2 - T}{2T_2 + T} \\ B &= \frac{2T_1 - T}{2T_1 + T} \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

进一步又可从(8)式求出时域中的迭代算式。因为

$$D(z) = \frac{E_2(z)}{E_1(z)}$$

$$E_1(z) = Z\{E_1(j)\} \quad E_2(z) = Z\{E_2(j)\}$$

$E_2(j)$ 为校正后的输出误差。由此得

$$E_2(j) = K_D E_1(j) + R(j) \quad (10)$$

$$R(j) = B E_2(j-1) - K_D' E_1(j-1) \quad (11)$$

$$K_D' = K_D A \quad (12)$$

(10)式为线性区校正运算的数学模型。

按照(7)式和(8)式分别做出幅频特性和相频特性，如图3所示。

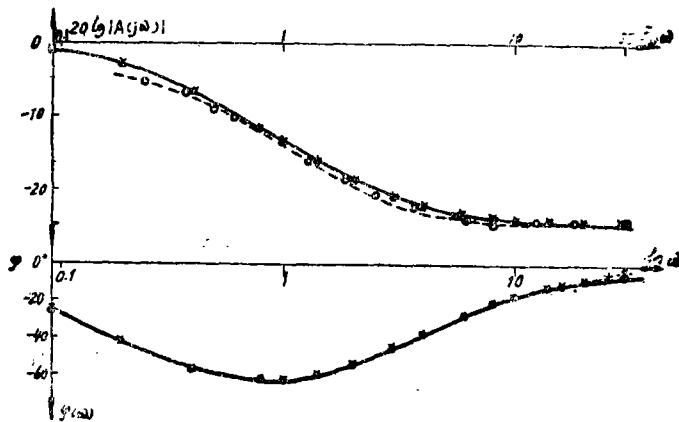


图3 校正环节的频率特性

(图注) —○—○—为(7)式结果    —×—×—为(8)式结果    - - - - -为(10)式实测幅频特性

当 $\omega \leq 20$ 时它们无差别, 而当 $\omega > 20$ 时, (8)式的相频特性有微小变化, 当 $\omega > 30$ 时, (8)式幅频及相频特性开始变化。当系统截止频率 $\omega_c = 12 \sim 15$ 时, 两种校正形式的频率特性是一致的。因此, 双线性变换法是完全可行的。当然在数字校正中, 还有一个不可忽视的时间延迟, 即校正运算程序执行时间 $t_c$ , 它将产生附加相位滞后, 记之为 $\gamma_c$ , 则

$$\gamma_c = -\text{tg}^{-1}\omega_c t_c \quad (13)$$

例如 $t_c = 0.002\text{s}$ , 则

$$\gamma_c = -\text{tg}^{-1}15 \times 0.002 = -1.72^\circ$$

这个相角损失必须在选取 $W_c(s)$ 时考虑进去。

在数字校正情况下, 图2变成图4的形式。

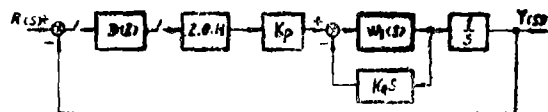


图4 数字校正框图

按照(10)式、(11)式及(12)式即可编制实时校正运算程序。

## 2. 非线性校正

上述的校正运算在线性区内是有效的。当 $|E_1(j)| > E_L$ 时, 希望仪器以最快速度运行, 消除大偏差, 同时平稳过渡到线性区, 为此用了非线性校正, 这也是微机控制的优点之一。

另取一个中间门限值 $E_M$ , 当 $|E_1(j)| > E_M$ 时, 输出最大误差电压 $U_M$

$$U_M = U_0 \text{sign} E_1(j) \quad (14)$$

$U_0$ —D/A变换器最大输出电压(伏)。仪器以最大速度运动。而当

$$E_L < |E_1(j)| \leq E_M$$

时, 让 $E_1(j)$ 经过另外一种校正算法, 然后平稳过渡到线性区, 实验表明, 对高精度随动系统来说, 这是一种颇为有效的方法。

## 3. 前馈量的给定

由图1可以看出, 该系统为一个数字式复合控制系统。令 $\dot{E}_1(j)$ 表示目标运动速度, 乘以一个系数 $K_a$ , 用以改变补偿量, 其输出为 $\dot{E}(j)$

$$\dot{E}(j) = K_a \dot{E}_1(j) \quad (15)$$

$$0 < K_a \leq 1$$

$K_a$ 的选取有许多专著可供参考。这个信号与 $E_2(j)$ 直接相加, 令 $E_M(j)$ 表示最后输出

$$E_M(j) = E_2(j) + \dot{E}(j) \quad (16)$$

这一信号经过输出口送到D/A变换器上, 至此, 数字校正运算完成。关于半自动信号的处理本文略去。

## 四、程序流程图及其简单说明

本系统的实时控制程序全部用Z-80汇编语言写成。分为若干模块, 这样保持相对的独立性, 同时又比较灵活。以一轴的控制程序模块为例, 其流程图如图5所示。主程序循环调用每个模块。关于程序做如下简单说明:

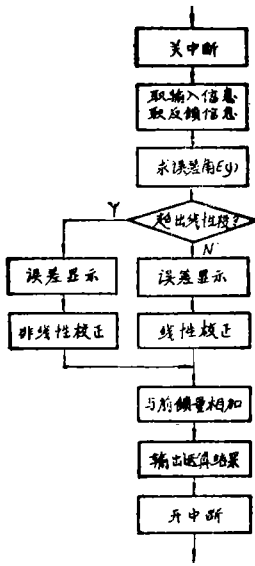


图5 程序流程图

- (1) 数据均用定点、2的补码表示。
- (2) 每个模块的执行时间不得超过4ms。
- (3) 乘法为16×16位带符号运算。
- (4) 每次输出取高12位(含符号位)。

关于机时分配如图6所示。图中 $T$ 为一个采样周期，将其分为若干个均等间隔， $0, t_1, t_2, t_3, \dots$ 。从 $t_1$ 开始运行控制程序，先计算 $E_1(j)$ ，并进行校正运算，求取 $E_2(j)$ ；从 $t_2$ 开始计算 $\dot{E}(j)$ ，并求 $E_s(j)$ ，推至相应D/A输入口上，到 $t_3$ 为止，完成一个轴的控制。余下时间做另外一个轴的控制及其它工作。

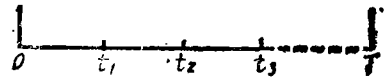


图6 时间分配图

## 五、实验及结果

以一个实际控制对象为例，进行了实验验证。

### 1. 实验参数

实验中取

$T = 0.05s, K_v = 200 \frac{1}{s}, T_1 = 5s, T_2 = 0.3s, T_s = 0.011s$ ，代入(8)式得

$$K_D = 0.064676616$$

$$K_D' = 0.054726367$$

$$B = 0.990049751$$

以16位2的补码表示为

$$K_D = 0847H, K_D' = 0701H, B = 7EB9H$$

### 2. 实验及结果

#### (1) 线性区归零实验

给定 $10'$ 偏差，让仪器归零，其过渡过程曲线如图7所示。根据多次实验测得

超调量： $\sigma\% \leq 35$

调节时间： $t_s \leq 0.6s$

振荡次数：1次

#### (2) 大偏差归零实验

给定 $90^\circ$ 偏差角，让仪器归零，结果如下表。

#### (3) 等效正弦跟踪实验

当给定目标运动速度为 $20^\circ/s$ ，加速度为 $7^\circ/s^2$ ，最大跟踪误差 $< 1'$ ，见表1。

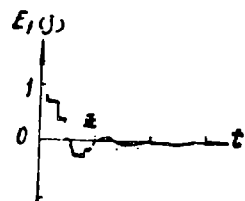


图7 过渡曲线

表1

校正形式	线性区归零		非线性区归零 (90°)		跟踪精度
	振荡次数	超调	振荡次数	过渡时间	正弦运动
连续校正	1	≤35%	2	10 s	<1'
数字校正	1	≤35%	1	4 s	<1'

## 六、结 论

通过分析和实验, 可以看出:

1. 用微型机对随动系统进行数字校正, 较之连续校正有许多优点, 特别是非线性校正的效果是相当明显的。由频域设计经过双线性变换法转换到Z域的方法, 也是行之有效的。
2. 尽管用的是八位机, 且采样频率较低 (20Hz), 但所得结果是令人满意的。其软件容易移植到其它机器上, 如移植到单片机上, 成本更低, 具有普遍推广应用的价值。
3. 该系统便于做到高精度和实现较复杂的控制规律, 系统通用性强, 很有发展前景。

### 参 考 文 献

- [1] 戴世宗, 数字随动系统, 科学出版社, 1976年4月第一版。  
 [2] Benjamin C. Kuo, Digital control system, New York, 1980.

## Implement of Digital Correction Using Microcomputer

Ge Wenqi

### Abstract

This paper describes an implement of digital correction for the tracking system by using DJS-040 microcomputer and related problems. Linear and non-linear correction algorithms can be automaticolly chosen according to the error so that the dynamic performance of the tracking system has greatly improved.