

MC68000 微处理机在直流伺服系统中的应用

于 睿 冯国楠 (工业自动化系)

【摘要】 介绍一种采用 MC68000 微处理机作控制器, 14 位光电编码器作位置检测元件, 直流测速机作速度检测元件的直流伺服系统。在控制器的设计中, 速度环按照模型参考自适应控制理论进行设计, 以克服干摩擦和转动惯量变化对系统性能的不良影响。位置环设计中, 将整个系统的模型变换成一个线性模型, 由此设计出线性最优控制器。实际系统的运行结果是令人满意的。

关键词: 微处理机, 伺服系统, $P.W.M.$ 放大器, 最优控制, 模型参考自适应控制

一、引 言

用计算机控制取代模拟控制是建造现代高性能伺服系统的总趋势。本文介绍一种采用北京工业大学新近研制的 TP68K 微处理机控制的直流伺服系统。该机 CPU 采用 MC68000, 时钟频率为 6.144MHz。位置检测元件采用长春光机所与第一光学仪器厂生产的 QDB14-3 型 14 位光电编码器。用直流测速机作速度检测元件, 再经过 ADC574 将模拟信号转换成数字信号。该系统采用脉冲调宽式晶体管放大器作功率放大器, 并采用机器内部的可编程定时器组件 MC6840 的两个通道构成一个数字式脉宽可调信号发生器, 取代常规 $P.W.M.$ 放大器中的三角波发生器和电压比较器^[1]。控制对象是一台 2kg-m 带负载的直流力矩电机, 系统结构如图 1 所示。

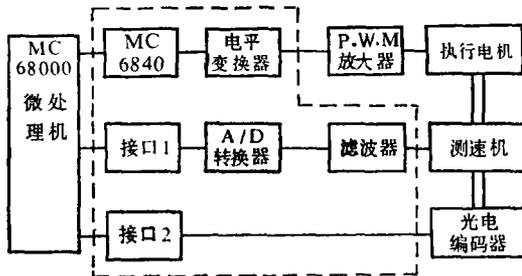


图 1

我们在图 1 所示系统上实现了模型参考自适应最优控制, 取得了满意的结果。

二、硬 件 设 计

在图 1 所示系统中, 微处理机的输入、输出接口电路是需要设计的。其中包括测速机反馈接口电路、位置反馈接口电路和控制量输出接口电路。

1. 速度反馈接口电路

速度反馈是测速机输出的电压信号。我们选择12位芯片ADC574作为速度反馈回路A/D转换器。其转换速度为35μs，模拟量的量程分为±5V和±10V两档。为了增大量化层，我们选用±10V档。这样，量化层为：

$$q_{A/D} = 20V/2^{12} = 0.0049V$$

根据MC68000的特点，将A/D转换器按内存编址为20000H，接线图如图2所示。

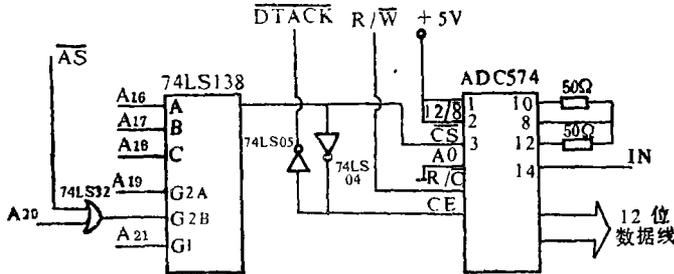


图2

图中IN为模拟信号输入端，A/D转换器输出的12位数据线直接与微处理机数据总线的低12位相连。74LS138的输入端A₁₆~A₂₁为计算机地址线。AS、R/W、DTACK为MC68000的控制信号线。分别为地址选通信号、读/写信号和数据传送响应信号线。

由于采用P.W.M.放大器作功率放大器，在测速机输出端迭加频率与P.W.M.放大器的切换频率相同的噪声，同时为使速度环内信号电平配合合理，需要在A/D转换器输入端前加一个低通滤波器。该滤波器具有以下两种功能：

- (1) 滤除与P.W.M.放大器同频率的噪声；
- (2) 将测速机信号衰减到A/D转换器的输入量程范围以内。

由此可确定滤波器的截止频率f_c和增益A_t分别为：

$$f_c = 240\text{Hz}$$

$$A_t = \frac{\text{A/D转换器单向量程电压值}}{\text{伺服电机额定转速时测速机输出电压值}} = \frac{10}{40} = \frac{1}{4}$$

滤波器电路如图3所示。

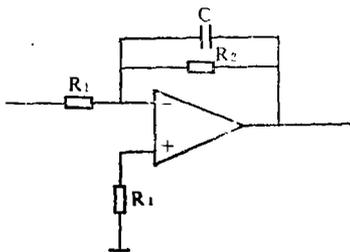


图3

其中 R₁=39K；R₂=10K；C=0.47μF

2. 位置反馈接口电路

位置检测元件采用QDB14—S型14位光电编码器，其位置检测精度可以达到80"。我们选用内触发工作方式，信号可以直接读取。在与计算机接口处需加一级锁存器。我们将该锁存器按内存编址为210000H。接口电路如图4所示。

图中信号线Y₁来自图2中74LS138芯片的输出端，当地

址为210000H时有效。光电编码器输出14根数据线分别送入两片74LS374的输入端,其输出直接与计算机的数据总线相连。

其中高两位不用,在74LS374的输入端直接接地。

3. 控制输出接口电路

通常计算机根据控制规律计算出来的控制量要经过一个D/A转换器转换成电压信号,再送到P.W.M.功率放大器的输入端。P.W.M.放大器包括两部分,一部分是由三角波发生器

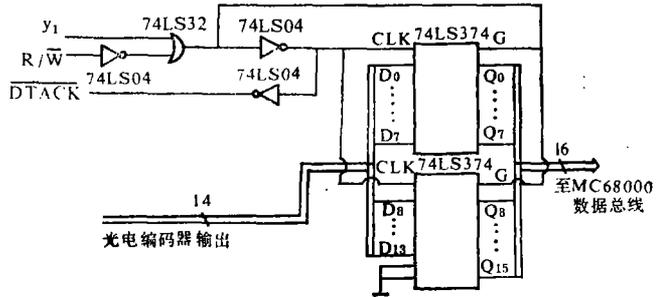


图4

发生器 and 电平比较器组成的频率发生器;另一部分是开关式晶体管功率放大器。在我们的系统中,采用可编程定时器组件MC6840芯片的2、3通道构成一个数字式脉宽可调频率发生器,用来代替D/A转换器和三角波发生器及电平比较器。简化了系统结构,消除了使用模拟元件引起的零点漂移误差。

MC6840具有定时和计数功能,有连续和单次工作方式及频率比较和脉冲宽度比较工作方式。每个芯片有三个可供用户使用的通道。我们将各通道分别设置为:

通道1:连续定时工作方式。定时时间为2ms。每2ms发一次中断信号作为系统采样周期的定时信号。

通道2:连续工作方式。由该通道产生周期为1ms的方波信号,用来触发通道3的工作,使脉宽可调信号的周期与此同步。

通道3:单次工作方式。由通道2上输出的方波信号启动工作。这样,该通道输出的脉冲信号的宽度由送入该通道的时间常数所决定。而时间常数的数值则取决于计算机计算出的控制量的大小。

根据上述设定,在硬件上需要将通道2的输出O₂接至通道3的输入G₃。这样,通道3输出脉冲信号的频率与通道2完全同步,脉冲宽度与时间常数一一对应。于是通道2、3构成一个数字式脉宽可调频率发生器。例如,在通道2设置周期为1ms的方波输出时,要产生占空比为1:1的脉冲信号,只要送一个相应于0.5ms的时间常数τ_{0.5}。若送入的时间常数大于τ_{0.5},则输出脉冲的正半周大于负半周,反之亦然。量化单位取决于MC6840时钟信号的频率。我们选用的时钟频率为0.6144MHz,量化单位为

$$q = 1.6276 \mu s$$

从MC6840输出的脉冲信号是TTL电平。

为了与P.W.M.放大器要求的输入电平相配合,

还需要一个电平变换电路。实际电路如图5所示。

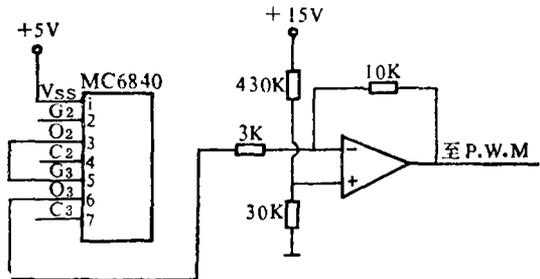


图5

至此完成了图1中虚线框中所示硬件部分的设计。整个系统的机电图如图6所示。

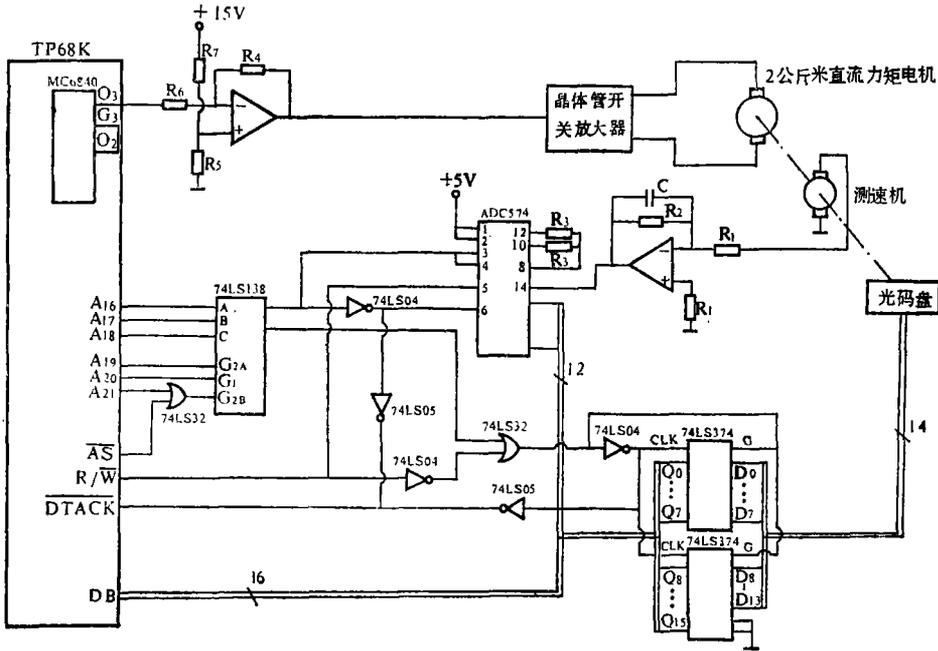


图6

三、一种离散最优自适应伺服系统^[2]

针对某种特定用途，在图6所示系统上实现了一种最优自适应控制方案。图7是它的结构图。

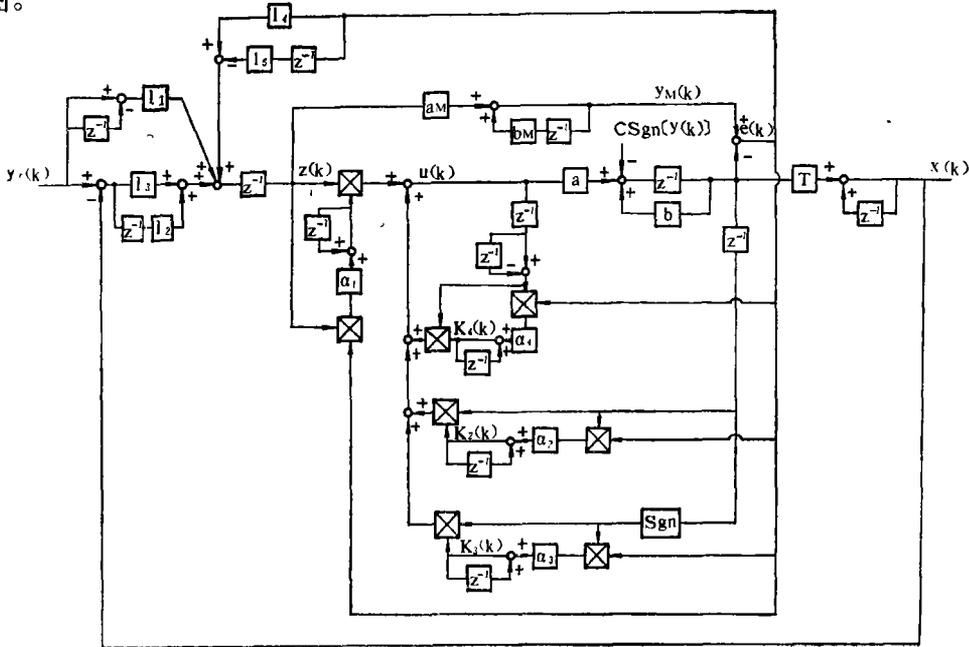


图7

系统的速度环采用模型参考自适应控制, 用波波夫超稳定判据确定自适应律^[3]。位置环设计成最优的, 按离散线性二次型问题综合方法确定其控制律。

控制对象的离散模型为:

$$\begin{aligned}y(k) &= ay(k-1) + bu(k-1) - c\text{Sgn}[y(k-1)] \\x(k) &= x(k-1) + Ty(k)\end{aligned}$$

式中 $y(k)$ 表示电机角速度; $u(k)$ 表示控制电压; 第一式右边第三项表示摩擦力矩的影响; 控制信号的一拍延时是零阶保持器引起的; $x(k)$ 表示角位置; T 表示采样间隔。在系统运行过程中负载转动惯量和摩擦力矩是变化的。因此, 系数 a 、 b 、 c 是慢时变的。

参考模型为:

$$y_m(k) = a_m y_m(k-1) + b_m z(k) \quad (2)$$

其中: $y_m(k)$ 和 $z_m(k)$ 分别是参考模型的输出和输入。

自适应回路的控制信号为:

$$\begin{aligned}u(k) &= K_1(k)z(k) + K_2(k)y(k-1) + K_3(k)\text{Sgn}[y(k-1)] + \\&\quad + K_4(k)\nabla u(k-1)\end{aligned} \quad (3)$$

其中: $K_1(k)$ 、 $K_2(k)$ 、 $K_3(k)$ 是三个可调参数。分别用来补偿参数 a 、 b 、 c 的变化; $K_4(k)\nabla u(k-1)$ 用来补偿零阶保持器引起的一步延时, $\nabla u(k-1) = u(k-1) - u(k-2)$ 。自适应律为:

$$\left. \begin{aligned}K_1(k) &= K_1(k-1) + \alpha_1 e(k)z(k) \\K_2(k) &= K_2(k-1) + \alpha_2 e(k)y(k-1) \\K_3(k) &= K_3(k-1) + \alpha_3 e(k)\text{Sgn}[y(k-1)] \\K_4(k) &= K_4(k-1) + \alpha_4 e(k)\nabla u(k-1)\end{aligned} \right\} \quad (4)$$

其中: $e(k) = y_m(k) - y(k)$ (5)

为广义偏差。

位置环最优控制律为:

$$\begin{aligned}z(k) &= l_1[y_r(k-1) - y_r(k-2)] + l_2 e(k-1) + l_3 e(k-2) + \\&\quad + l_4 e(k-1) - l_5 e(k-2)\end{aligned} \quad (6)$$

其中: $l_1 = \frac{1-a_m}{b_m T}$; $l_2 = \frac{K_{01}}{b_m T}$; $l_3 = \frac{K_{02}}{b_m T}$

$$l_4 = \frac{2-a_m}{b_m}; l_5 = \frac{1}{b_m}$$

$e(k) = y_r(k) - x(k)$ 是系统的角位置误差; $y_r(k)$ 是参考输入, 假设为斜坡函数; K_{01} 、 K_{02} 是位置环最优控制增益矩阵的元。

自适应律系数 α_1 、 α_2 、 α_3 、 α_4 和增益矩阵的元 K_{01} 、 K_{02} 采用参数优化技术来确定^[4]。

四、软件设计

在编制上述算法的程序过程中,我们采用结构化程序设计思想,将每个独立的计算编成一个模块,每个模块之间尽量减少数据交换,从而提高程序的可靠性。其中采用的是定点运算。为保证精度,在每个运算式的运算过程中保留所有位,而输出为32位进行存储,在这些变量中,自适应律 $K_1(k)$ 、 $K_2(k)$ 、 $K_3(k)$ 、 $K_4(k)$ 的小数位为28位,整数位为4位。其余变量的整数位和小数位都为16位。整个运算过程所用时间小于1.2ms。

现将编制汇编语言程序的运算式子及控制过程按模块排成如下算法:

1. 设置MC6840

- 1 通道设为定时方式。时间为2ms,并打开中断屏蔽;
- 2 通道设为连续工作方式。时间设为1ms;
- 3 通道设为单次工作方式。设定对应于0.5ms的时间常数(对应于控制量为0)。

2. 计算或取给定值(参考输入) $y_r(k)$ 。

3. 等待中断。若响应中断,则转去执行中断服务程序。中断服务程序的内容是从A/D转换器读 $y(k)$ 。同时,在等待A/D转换器转换数据的过程中,完成计算参考模型的输出值 $y_m(k)$:

$$y_m(k) = a_m y_m(k-1) + b_m z(k)$$

4. 计算广义误差

$$e(k) = y_m(k) - y(k)$$

5. 计算 $z(k+1)$

$$z(k+1) = l_1 [y_r(k) - y_r(k-1)] + l_2 e(k) + l_3 e(k-1) + l_4 e(k) - l_5 e(k-1)$$

计算时,先算等式右边第一、四、五项,然后读取光电编码器输出的数据 $x(k)$,并计算 $\varepsilon(k) = y_r(k) - x(k)$

最后计算第二、三项及总结果。

6. 计算自适应律:

$$K_1(k) = K_1(k-1) + \alpha_1 e(k) z(k)$$

$$K_2(k) = K_2(k-1) + \alpha_2 e(k) y(k-1)$$

$$K_3(k) = K_3(k-1) + \alpha_3 e(k) \text{Sgn}[y(k-1)]$$

$$K_4(k) = K_4(k-1) + \alpha_4 e(k) \nabla u(k-1)$$

7. 计算 $u(k)$:

$$u(k) = K_1(k) z(k) + K_2(k) y(k-1) + K_3(k) \text{Sgn}[y(k-1)] + K_4(k) \nabla u(k-1)$$

$$\nabla u(k) = u(k) - u(k-1)$$

8. 将计算结果 $u(k)$ 变换成相应的时间常数,送入MC6840的通道3。

9. 返回到2,继续下一个采样点的计算。

五、结 果

图8是MC68000微型机控制最优自适应伺服系统在低速下的一族斜坡跟踪曲线。曲线

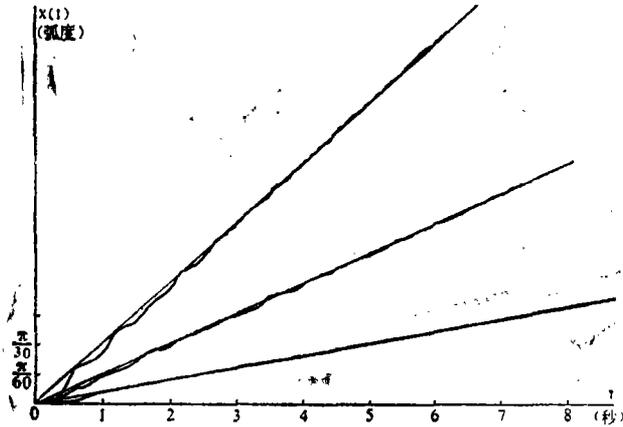


图 8

表明:该系统能够在低速下平稳地运行,未出现常规系统在低速下由于干摩擦等非线性因素引起的跳行现象,稳态跟踪误差为零。

参 考 文 献

- [1] 冯国楠:一种脉冲调宽式直流伺服放大器,《北京工业大学学报》,1981年第1期,第24—31页
- [2] 冯国楠、于睿:一类微处理机控制最优自适应转台伺服系统,一九八六年控制理论及其应用年会论文集,第260—263页
- [3] Y. D. Landau; *Adaptive Control—The Model Reference Approach*, 1979, pp153—163
- [4] 于睿、冯国楠:一类最优自适应伺服系统的参数优化设计,一九八六年控制理论及其应用年会论文集,第256—259页

The Application of a MC68000 Microcomputer in D. C. Servo System

Yu Rui Feng Guonan

Abstract: Propose a kind of d.c. servo systems in which a MC68000 microcomputer is used as the controller, a tachometer generator as an element of the speed feedback and a 14-bit light-electricity coder as an element of measuring angular position, Basing on the model-reference adaptive control theory, we design the speed loop in order to compensate the effect of the dry friction and the change of the inertia on the dynamic performances of the system, In designing the position loop, furthermore, we transform the model of the system into a linear one so that we obtained a linear optimal controller. The results of the operation of this system are satisfactory.