

微 处 理 机 译 文 辑

阿城电站设备自动化设计研究所

一 九 八 三 年 九 月

1983

TP36
16

目 录

1. 采用微处理器构成的自调整通用控制器 M.A.SHEIRAI 等三人…………… (1)
2. 微处理机PID预测控制器的设计和应用 JAMES H.AYLOR 等…………… (8)
3. 关于微型电子计算机在电站热力过程自动化方面应用的问题
 A.A.МОСКАЛЕНКО等…………… (12)
4. 微处理器在继电保护和反事故自动装置中的应用 H.C.ГУРОВ等三人…………… (16)
5. 采用微型机的远方监视控制装置 寺田保广等…………… (19)
6. 水电站综合监视装置 山田光洋等…………… (26)
7. 水轮机的微计算机控制 A.G.MARSHALL 等…………… (35)
8. 采用视在电阻变化率信号的新型失步保护 C.W.TAYLOR 等…………… (41)
9. 记录电压相量、系统就地频率和频率变化率的测量新技术 A.G.PHADKE等… (51)
10. 电力系统用数字式保护和控制设备的研制和现场经验 Tokio Sugiyama 等…… (60)
11. 微处理器在汽轮发电机测量和控制中的应用 A.WALTON 等…………… (71)
12. 电力变压器的数字式保护快速算法 M.A.Rahman 等…………… (81)
13. 采用微处理机构成的变压器三相差动保护 J.S.Thorp, A.G.Phadke…………… (91)
14. 采用多微处理机构成的距离继电器样机 P.BORNARD, J. C. BASTIDE…… (100)
15. 基于微型电子计算机的同步发电机保护 И.Н.АЛЕКСАНДРОВ 等…………… (111)
16. 某些8位微处理机的对照表…………… (115)

采用微处理器构成的自调整通用控制器

W.A.SHEIRAI 等三人

摘 要

由于微处理器技术的最新进展,可以在成本适当的条件下实现在线现代控制算法。一般说来,自调整控制器可以用于调节任何工业生产过程,本文介绍在微处理器上以三种不同型式软件,即8位、32位浮点和修正的32位浮点方式,实现该算法的一个方案。本文还分析了过程控制技术要求,并介绍了所要求的对应修正情况。

一、绪 言

可以根据许多可采用设计方法中的一种方法设计工业过程控制器(1)。通常,大多数控制系统设计方法包括如下几步:

1. 基于过程的物理性质,导出线性和非线性模型;
2. 利用过程的离线测量方法,识别该模型的参数;
3. 基于上两步识别的过程模型,设计控制器,并确定控制器参数;
4. 实现该控制器。

如果系统的动态特性或扰动特性显著地变化,通常要求重复上述设计方法改变控制器。对于许多工业生产过程来说,发生这种情况的可能实际上是很大的。

经典的比例——积分——微分(PID)控制器在工业中获得了广泛的应用。这种控制器常常必须根据过程要求的变化进行调整。但是,没有可用于调整PID控制器使其与过程动态特性相匹配的一般方法。在实践中,这种控制器的调整和重调效果在很大程度上取决于主观因素,因为这取决于实践经验和对所涉及具体过程的熟悉程度。

直到最近,现代控制方法的应用仍然落

后于现代控制理论,因为大多数现代控制方法实现起来复杂,并且难于在通常的模拟式控制装置上实现。随着作为数字式控制器的微型计算机的出现,数字式控制算法已开始为世人所了解。微处理器的发展又进一步推动了向这个方向的发展。随着微处理机价格的稳步降低,现在已能够经济地实现一些高级控制方法(2)~(4)。

本文介绍几乎可以用于任何过程的通用微处理器式控制器。采用这种控制器时,不必导出如上述第1和第2步所要求的精确过程模型,甚至不必导出过程的近似模型。为了能够选用适当的微处理器,估计过程的响应速度是唯一的要求。实际过程的输出用作为微处理器式控制器的输入信号,而控制器的输出信号用作为操作变量或过程的输入信号。

二、基本方法

大多数工业生产过程是非线性过程,而且其扰动具有随机特性。参数固定式控制器的参数值通常在针对一个工作点最佳折衷的基础上选定。为了在工作点变化的情况下保持系统工作于最佳状态,要求按工作条件调整控制器参数。由于可采用具有盘上在线计

算能力的现代数字式控制装置,所以可采用如下方法进行这种调整。利用具有随时间变化参数的低阶模型模拟复杂的非线性过程。将跟踪工作条件的变化在线修正这种模型的参数。该控制算法能够利用估计的模型参数(识别的模型参数)产生所要求的在线控制信号。

按上述方法设计的控制器看起来适于用作通用控制器。卡尔曼首先得出了把参数识别和控制结合在一起的算法(5)。在他之后,已提出了许多算法,在这些算法中假设过程参数具有不定性。把控制器系数和识别的模型参数直接连系起来的自调整调节器(6.7),是这些算法中的一种算法。它采用参数识别的最小二乘方算法(8)和最小方差作为控制方法(9),并假设系统承受随机负荷或扰动。

自调整调节器已成功地用于一些工业过程(10~13)。用于调节发电机组转速和电压自调整调节器得到了令人满意的在线实验结果(14~16)。

某些工业过程必须控制的输出信号数多于可利用的控制变量数。控制回路数至多等于操作变量数。这些回路只能控制一部分输出,剩下的部分输出不受控制。本文介绍用于这种情况的修正算法。这种方法已用于连合电网的负荷—频率控制(17),并改善了控制效果。

本文还讨论了在两种不同微处理器上的不同实现方法的细节。

三、自调整调节器的标准算法

考虑如下单输入单输出随机离散模型:

$$\begin{aligned} y(t) + a_1 y(t-1) + \dots + a_n y(t-n) \\ = b_1 u(t-k-1) + \dots + b_n u(t-k-n) \\ + \lambda \{e(t) + c_1 e(t-1) + \dots + c_n e(t-n)\} \dots (1) \end{aligned}$$

式中: $y(t)$ 是系统的输出; $u(t)$ 是控制量; $e(t)$ 是具有零平均值和有限方差的模

型不确定因素; n 是模型的阶数; k 表示系统的纯延迟; $(t-i)$ 表示时间 $(t-iT)$; T 是采样周期; 而 $a_1 \dots a_n, b_1 \dots b_n, \lambda$ 和 $c_1 \dots c_n$ 是模型参数。

该模型可代表在某些工作条件下线性化了的非线性系统。利用假设参数 a_i, b_i 和 c_i 随时间缓慢变化的办法,可以把工作点的移动反映在模型结构上。

在 $(t+k+1)$ 时刻,由(1)式给出的模型可写为如下形式:

$$\begin{aligned} y(t+k+1) + y(t+k) + \dots + a_n y(t+k+1-n) \\ = b_1 u(t) + \dots + b_n u(t+1-n) + \lambda \{e(t+k+1) + \dots + c_n e(t+k+1-n)\} \dots (2) \end{aligned}$$

写出 $(t+k), (t+k-1) \dots (t+1)$ 时刻的(1)式,

并代入(2)清掉 $y(t+k), y(t+k-1) \dots$

$y(t+1)$, 则(2)式可修正为如下形式:

$$\begin{aligned} y(t+k+1) + \alpha_1 y(t) + \dots + \alpha_m y(t-m+1) \\ = \beta_0 \{u(t) + \beta_1 u(t-1) + \dots + \beta_l u(t+l)\} + \varepsilon(t+k+1) \dots (3) \end{aligned}$$

式中 $m=n, l=n+k-1$, 系数 α_i 和 β_i 直接与 $c_i=0$ 条件下的参数 a_i 和 b_i 有关, 而 $\varepsilon(t)$ 是驱动噪声 $e(t)$ 的 k 阶移动平均数。

如果(3)式给出的模型是完全已知的。则可选择控制方法,使预期的未来 $(k+1)$ 步的输出方差最小(9),即使 $E\{y^2(t+k+1)\}$ 最小。

为了论述方便,如下定义移位算子 q :

$$qy(t) = y(t+1)$$

并如下定义多项式 $A(q^{-1})$ 和 $B(q^{-1})$:

$$A(q^{-1}) = \alpha_1 + \alpha_2 q^{-1} + \dots + \alpha_m q^{-m+1}$$

$$B(q^{-1}) = \beta_0 (1 + \beta_1 q^{-1} + \dots + \beta_l q^{-l})$$

现在, (3)式所示模型可改写为如下简化形式:

$$\begin{aligned} y(t+k+1) = A(q^{-1}) y(t) + B(q^{-1}) u(t) + \varepsilon(t+k+1) \dots (4) \end{aligned}$$

A. 控制方法

利用(4)式给出的形式,可如文献〔9〕所述得出 $y(t+k+1)$ 的方差如下:

$$E\{y^2(t+k+1)\} = E\{\varepsilon^2(t+k+1)\} + E\{[-A(q^{-1})y(t) + B(q^{-1})u(t)]^2\} + 2E\{\varepsilon(t+k+1)[-A(q^{-1})y(t) + B(q^{-1})u(t)]\} \dots\dots(5)$$

因为 $E\{\varepsilon(t+k+1)\} = 0$,而且 $\varepsilon(t+k+1)$ 和 $A(q^{-1})y(t)$ 及 $B(q^{-1})u(t)$ 无关,所以(5)式中的最后一项可以消去,则:

$$E\{y^2(t+k+1)\} = E\{\varepsilon^2(t+k+1)\} + E\{[-A(q^{-1})y(t) + B(q^{-1})u(t)]^2\} \dots\dots(6)$$

由(6)式明显看出:

$$E\{y^2(t+k+1)\} \geq E\{\varepsilon^2(t+k+1)\} \dots\dots(7)$$

为使输出 $y(t+k+1)$ 的方差最小,该等式必须成立。因而由(6)式得出:

$$u(t) = \frac{A(q^{-1})}{B(q^{-1})} y(t) \dots\dots(8)$$

该式可用作控制方法。但是,因为实际上既不知道 $A(q^{-1})$ 和 $B(q^{-1})$,也难于得到 $A(q^{-1})$ 和 $B(q^{-1})$,所以必须利用在线识别方法。

B 参数估计

为了得出估算参数的算法,重写 t 时刻的(4)式所示模型如下:

$$\begin{aligned} y(t) &= -A(q^{-1})y(t-k-1) + B(q^{-1}) \\ &\quad u(t-k-1) + \varepsilon(t) \\ &= -\alpha_1 y(t-k-1) - \dots - \alpha_m y(t-k-m) \\ &\quad + \beta_0 (u(t-k-1) + \beta_1 u(t-k-2) \\ &\quad + \beta_1 u(t-k-1-1)) + \varepsilon(t) \end{aligned} \dots\dots(9)$$

在(9)式中,假设 β_0 为已知的预选定参数〔18〕。现在要求出参数 $\alpha_1 \dots \alpha_m, \beta_1, \beta_1$ 的估算值。为此,可采用递归最小二乘方参数估计技术〔8〕。

把(9)式改写为向量相乘的形式:

$$z(t) = h'(t)\theta + \varepsilon(t) \dots\dots(10)$$

式中:

$$z(t) = y(t) - \beta_0 u(t-k-1)$$

$$h(t) = [-y(t-k-1) \dots -y(t-k-m),$$

$$\beta_0 u(t-k-2) \beta_0 u(t-k-1-1)]'$$

$$\theta = \alpha_1 \dots \alpha_m, \beta_1 \dots \beta_1$$

而()'表示矩阵转置。可如文献〔8〕所述

得出 θ 的估算值 $\hat{\theta}(t)$:

$$\hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-1) + k(t)[z(t) - h'(t)\hat{\theta}(t-1)] \dots\dots(11)$$

相关向量 $k(t)$ 由下式给出:

$$k(t) = \frac{p(t-1)h(t)}{[1 + h'(t)p(t-1)h(t)]} \dots\dots(12)$$

式中 $p(t)$ 是估算值误差的协方差,可如下递归确定:

$$p(t) = P(t-1) - K(t)h'(t)P(t-1) \dots\dots(13)$$

为启动该算法,可利用如下初始条件:

$$\hat{\theta}(0) = 0 \dots\dots(14)$$

$$\text{和 } P(0) = \rho_0 I \dots\dots(15)$$

式中 ρ_0 是某一大数,而 I 是单位矩阵。

一经算出 $\hat{\theta}(t)$,可如下得出 $u(t)$:

$$\begin{aligned} u(t) &= \frac{1}{\beta_0} [\alpha_1(t)y(t) + \dots + \alpha_m(t)y \\ &\quad (t-m+1)] - \beta_1(t)u(t-1) - \beta_1(t)u(t-1) \\ &\quad \dots\dots(16) \end{aligned}$$

对于大多数情况, $\hat{\theta}(t)$ 收敛于某一值向量,而该自调整调节器变为最小方差调节器〔18, 19〕。

C、用于单输入多输出系统的修正型自调整调节器

令 J 为单输入多输出系统的输出信号个数。因为仅利用一个输入变量,所以只采用一个控制回路。但是,利用所有输出信号加权生成控制量(如图1所示),用以代替仅利用一个系统输出信号产生控制量的方案。

被控制的系统输出信号可定义为:

$$y(t) = \sum_{j=1}^J \rho_j C_j(t) \dots\dots(17)$$

式中 ρ_i 是为第 j 个输出偏差 $C_j(t)$ 规定的权:

$$0 \leq \rho_j \leq 1 \quad \dots\dots (18)$$

$$\text{和} \quad \sum_{j=1}^J \rho_j = 1 \quad \dots\dots (19)$$

$y(t)$ 和 $u(t)$ 之间的关系可用 (4) 式模拟。利用前几节介绍的方法, 自调整调节器将得出 $y(t)$ 的最小方差。如果系统的各输出信号 $C_1(t) \dots C_J(t)$ 是相互无关的, 可把每个单个输出达到方差最小值的情况看作为 $y(t)$ 达到了方差最小值。这一结论将与 ρ_j 的选择无关。在实践中, 由于工业系统的结构复杂, 系统的各输出信号是相互有关的, 而且使 $y(t)$ 的方差最小化通常并不等于使每个 $C_j(t)$ 的方差最小化了。

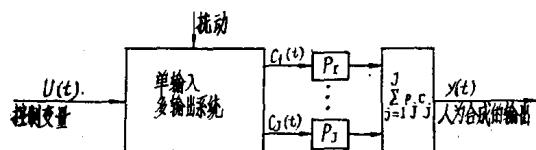


图 1 确定单输入多输出系统的输出

因为我们的主要目的是尽可能使每个输出的方差达到最小值, 所以 ρ_j 的选择非常重要。通常, 根据系统的实际结构和特性, 利用为要求较精确接近目标值的输出信号选用较大权的办法确定权 ρ_j 的相对值。规定固定权的方法不能使调节器最佳工作, 因为这样就会使某些变量远离其目标值, 而另外一些变量保持处于很接近其目标值的状态。利用在选定数值附近动态改变权的办法, 可以改善调节器的性能。

所提出的准则是根据输出变量的方差动态改变对应的权, 即:

$$\rho_j(t) = W_j V_j(t) / V(t) \quad (20)$$

式中 W_j 是预先选定的常数, $V_j(t)$ 是输出 $C_j(t)$ 的方差, 并等于 $E[C_j^2(t)]$, 而 $V(t)$ 等于:

$$V(t) = \sum_{j=1}^J W_j V_j(t)$$

注意, 对于时间 t 的所有取值 (18) 和 (19)

式仍然成立。经过有限观测间隔 N 后, t 时刻的 $V_j(t)$ 值可如下计算:

$$V_j(t) = \frac{1}{N+1} \sum_{i=t-N}^t C_j^2(i)$$

不难求出 $V_j(t)$ 的如下递归关系式:

$$V_j(t) = V_j(t-1) + \frac{1}{N+1} \left[C_j^2(t) - C_j^2(t-N-1) \right] \quad \dots (21)$$

在某种程度上说, 采用按 (20) 式计算的随时间变化的权, 就是探索每个输出的方差最小值。 W_j 值的选择决定调节器能在什么程度上使 C_j 的方差达到最小值。参考文献 (17) 介绍的研究工作证明, 存在一个使所有输出达到其目标值的所有 W_j 的最佳选择。

四、在多输入多输出系统上的应用

某些系统, 例如具有端电压、转速和功率作为输出信号, 以励磁和汽阀开度作为输入信号的发电机组属于多输入多输出系统。可采用下述方法设计用于这种系统的控制器。

在输出信号 (被控变量) 数目等于或少于输入信号 (控制变量) 数目的系统中, 控制回路数将等于输出信号数。在这种非一般情况下, 任何多余的信号均将保持为常数。可以根据对应输出和输入变量间耦合关系最紧密的选择, 选择作为操作信号的具体输入信号和与之成对的输出信号。

对于输出信号数多于输入信号数的过程, 选择那些和输入信号耦合最紧密的输出信号作为生成对应输入信号的主变量。其余输出信号处理为次要输出信号。在研究了每个输出信号和各输入信号的耦合程度后, 可根据各输出信号的作用大小, 决定接入输出信号回路的型式。采用这种方法时, 可把所有输

出信号考虑为接入了回路, 并把上一节介绍的技术用于每个回路。

A. 自调整调节器的微处理器实现型式

基于微处理器研制的自调整调节器具有处理来自被控系统的三个以下输出信号和一个控制变量的能力。用户必须根据具体系统的要求提出 W_1 、 W_2 和 W_3 的值。总可以用如下办法选择固定的权:

$$\rho_j = W_j \quad j=1, 2, 3$$

或者按 (20) 式选用随时间变化的权。也可以在不中断微处理器的条件下从一种方式切换为另一种方式。

利用 2 阶到 7 阶的各种模型代表非线性过程所进行的大量研究工作证明, 采用 3 阶模型的结果非常令人满意。因此, 本文介绍的调节器利用具有随时间变化参数的离散 3 阶模型模拟被控制系统。(3) 式中的各参数选用如下数值、

$$m=3 \quad K=0 \quad L=2 \quad \beta_0=1$$

B. 8 位计算

首先利用 8 位 Motorola-6800 微处理机的元件研制了自调整调节器。该调节器示于图 2。

在软件开发中, 假设所有变量的幅值均在 ± 1.0 (FF 到 7F 十六进制数)。但是, 选用的该范围在确定任何一个数的倒数时产生了溢出现象, 例如在计算校正向量 $K(t)$ 时。在 (12) 式中, 定义 D 如下:

$$D = \frac{1}{1 + h'(t)P(t-1)h(t)} \dots\dots(22)$$

可把它近似表示为:

$$D \approx 1.0 - h'(t)P(t)h(t)$$

式中 1.0 等效于十六进制数 7F。注意, 在该乘法运算中没有溢出现象。仅在加法运算中可能出现溢出现象。方程 (15) 中的 ρ_0 初始值取为等于 1.0 (十六进制数 7F)。

在 Motorola 6800 上实现的调节器算法示于图 3。初始化子程序清除并预置随机存取存储器、存入所要求的权系数和使数据采集系

统的初始化。识别子程序在调节器从停机状态

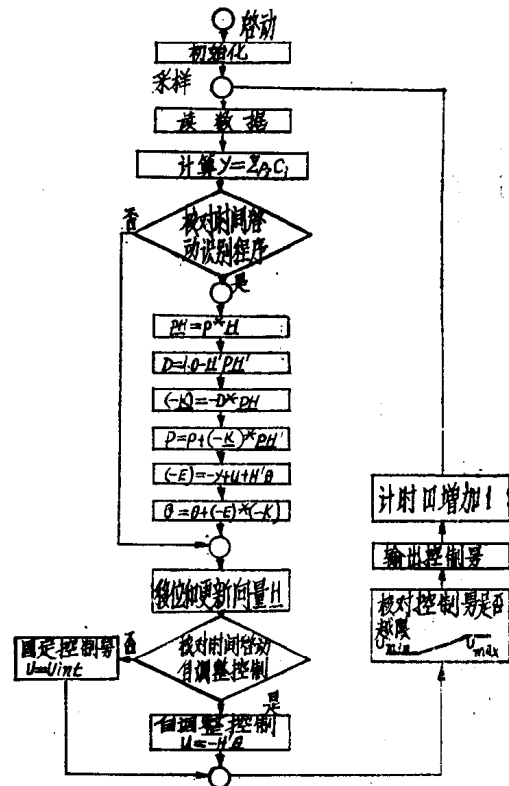


图 3 采用 Motorola 6800 微处理器的自调整调节器程序框图

启动后开始取一些样本, 以便获取有关系统的足够可利用数据。在识别子程序启动后, 控制计算子程序短时启动。这使处理器能够建立起被控过程的适当模型。在初始启动后到利用自调整算法计算出控制输出这段时间内, 调节器向过程提供预先选定的固定控制信号。这段时间的典型长度为 10 个采样间隔。出于实用的目的, 在调节器的输出设置限幅器, 用于把控制信号限制在要求的极限范围内。

该程序要求利用稍少于 0.5K 字节的只读存储器 (ROM)。此外, 要求 80 字节的 RAM 用于暂时存储中间值。该算法的总计算时间短于 25ms (16)。除了某些极快的过程外, 该计算时间是允许的。但是, 采用的 8 位机型式限制了计算的精度。

C. 32 位浮点计算

为了提高计算精度,利用8位Intel8085微型计算机的32位浮点算法重写了软件。在这种方式中,浮点数在 $\pm 3.4 \times 10^{38}$ 范围内,而整数在 $\pm 215 \times 10^7$ 范围内。输入数据为16位字表示的整数,而输出为8位字。由于把输入数据变为浮点,结果导出绝对值比较高的数。因此,把方程乘以标度系数,以得到可靠的结果。这样一来,如果某一数据的标称值为X,则在处理器内它将变为 αX ,其中 α 是标度系数。对方程的分析结果表明,仅计算D时需要进行这种标度变换,现在可把(22)式表示的D表示为:

$$D = \frac{1}{\alpha^2 + h'(t)P(t-1)h(t)}$$

采用Intel8085微处理器和32位浮点运算的自调整调节器详细程序框图示于图4。在该方案中,要求的ROM低于4K字节,其中的2K字节用于存贮各种标准的库存程序,1.75K字节用于调节器程序本身。此外,要求低于0.5K字节的RAM。

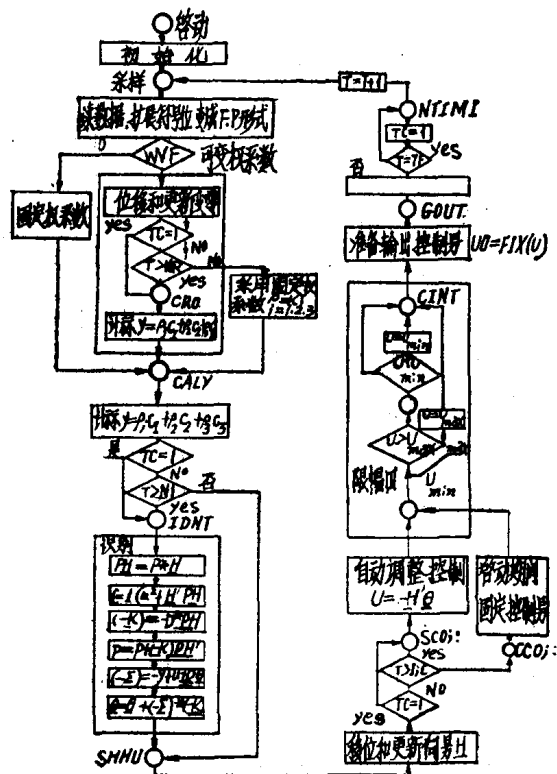


图4 采用Intel8085微处理器和32位浮点运算的自调整调节器程序框图

启动和初始化方法类似于上述方式。

这种情况下的计算时间接近230 ms。尽管对慢过程来说这不可能产生任何问题,但对于发电机组,雷达等这样一些比较快的系统来说该采样周期显得太长了。

D 修正的32位浮点计算方式

由于采用32位浮点运算的计算时间长,已开发了一种修正计算方式。该修正方式的程序框图示于5图。采用该方法时,尽管针对每一个样本计算和输出控制量,但不在每个采样周期内完成识别子程序。识别子程序被分为许多段。在每一个可取用新数据的采样周期内,首先利用这些数据计算控制量,并将计算结果输出,此后执行一段识别程序。在此之后和执行下一段识别子程序之前,程序等待下一次采样并计算控制量。该过程一直重复到识别子程序的所有各段均执行完毕和得到一组新估算的模型参数为止。在下一个采样周期,再次启动识别子程序。

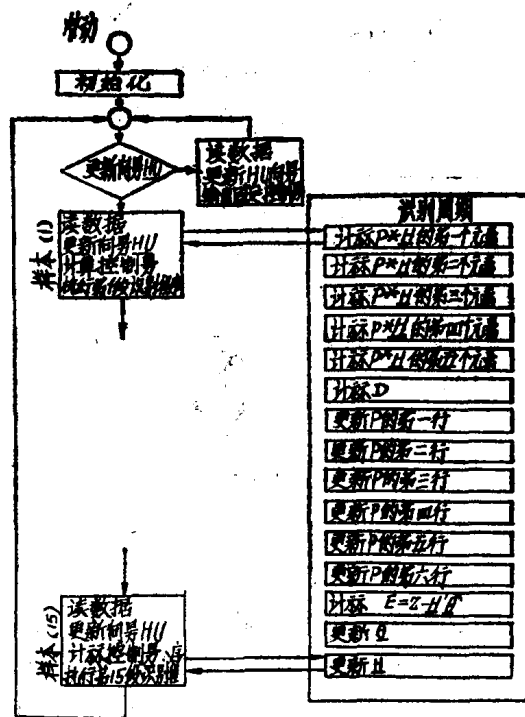


图5 修正的自调整算法程序框图

在实现的这种计算方式中,每采样15个样本完成一次识别程序。估算出的参数向量 $\theta(t)$ 用于计算对应15个样本(即在时刻t

($t+1$)...($t+14$)采样的样本)的控制量。在($t+15$)时刻可利用新估算 θ 的($t+15$)计算下15个样本。每次采样均更新一次向量HU。每第15次采样时,其最后的内容存储在向量H中。向量HU用于产生控制量,而向量H用于更新参数向量 θ 。每个采样同期产生控制量的程序框图示于图6。在该图中示出的各个子程序的功能列于表1。

这种识别模型参数速度低于控制速度的作法,可能带来一些好处。在识别周期内出现,但在很短时间后消失的暂态扰动,可能不反应在识别出的参数上,但将通过控制产生快速补偿作用。在采用较慢识别速度的情况下,解在不发生振荡的条件下收敛于固定数值,因而得出较好的调节性能。

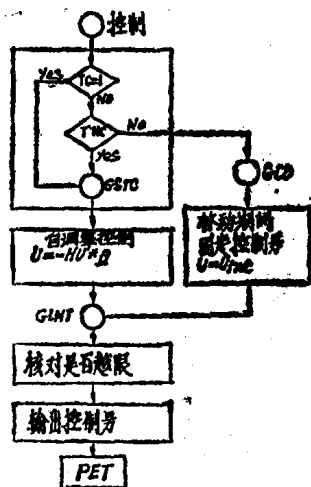


图6 每个采样周期产生控制量的程序框图。

采用这种修正方式时,采样时间已降低到了短于35ms。对ROM和RAM的要求基本

表1 图6中采用的子程序

名称	功能
CCON	启动期间输出固定控制量
SCON	基于可利用的最新估算参数,计算自调整控制动作量
LIMIT	按极限值核对控制量
COUT	输出控制量

上和上述情况相同。控制器给出固定控制量的初次启动时间固定为5个识别周期,即控制器初次投入时其输出固定控制量的时间短于3秒。

五、结论

基于自调整调节器算法,在两种不同的微处理器(Motorola 6800和Intel 8085),以三种不同的方式实现了通用的过程控制器。在这种算法中,利用具有随时间变化系数的低阶模型模拟非线性系统。由于采用了实时识别这些参数的方法,调节器能够跟踪被控过程工作条件的变化。

修正了自调整算法,以使其适用于被控输出变量数多于控制变量数的系统。已实现调节器中的一种方案,使得可以在比控制量计算速度慢的速度下识别具有随时间慢变化参数的系统。

本文介绍的调节器方案满足大多数过程的约束条件,因而使其成为一种相当通用的控制器。

参 考 文 献 (略)

微处理器PID预测控制器的设计和应用

JAMES H. AYLOR等

摘 要

采用微处理器设计和实现了数字式PID预测控制器。本文介绍的通用系统控制器采用整数运算,可在解题时间延迟最短的情况下有效地操作。本文分析了该控制系统的稳定性,并提出了在典型应用情况下选用控制系统控制系数的标准图表。作为设计实例,该控制器已用于控制机械手。

绪 言

由于微型计算机系统的价格不断降低及其向大规模集成化的发展,已使小型低价电机驱动系统采用数字式控制成为可能。系统设计者既可以采用多路设计方案,利用一个微处理器控制几个电机;也可以用一个主控微处理器控制整个系统,另外用附加的微处理器控制系统中的每一个电机。不管采用那种方案,均必须有效和稳定地控制每个电机。而且,为使计算机达到的解题能力能令人接受和保持所采用的硬件最少,控制逻辑必须简单。

本文介绍在三维空间移动机械手的控制系统。本预测器—控制器是Reed和Mergler所提出不带预测器控制系统(1)的进一步发展。为使系统的解题能力最强,所有的I/O和控制计算均采用二进制方式,而不采用浮点标法。该控制系统具有可适用于许多电机驱动系统的通用性。虽然比例·积分·微分(PID)控制算法易于应用,但为保证控制系统的稳定必须仔细选择控制系数。为了简化选择这些系数的方法,研究制定了通用计算图表。

离散型PID控制器

图1所示系统为PID控制器(2)。该控制

器是良好的通用控制装置,因其系数 k_p 、 k_i 和 k_d 可调,所以具有极大的灵活性(3)。全面了解被控设备的细节不是绝对必须的,可根据经验确定获得所要求系统响应的 K_p 、 K_i 和 K_d 系数最佳值及采样时间, T 的最佳值。与采样时间无关地单独确定控制系数最佳值,然后把采样时间作为第四个参数处理。

图1所示控制器的方程:

$$e_m(t) = e_2(t) = k_p e_1(t) + k_i \int e_1(t) dt + k_d \frac{de_1(t)}{dt} \quad \dots (1)$$

对于离散系统,对应的方程式:

$$e_2(nT) = k_p e_1(nT) + k_i T \sum_{k=1}^n e_1(kT) + \frac{k_d}{T} (e_1(nT) - e_1((n-1)T)) \quad \dots (2)$$

式中 T 为采样时间。

方程(2)描述图2所示离散系统。可采用经功率放大器驱动电机的D/A转换器和在反馈回路中采用A/D变换器或者数字式变换器实现该离散时间系统。

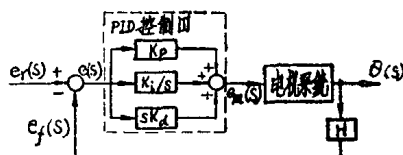


图1 连续式PID控制器

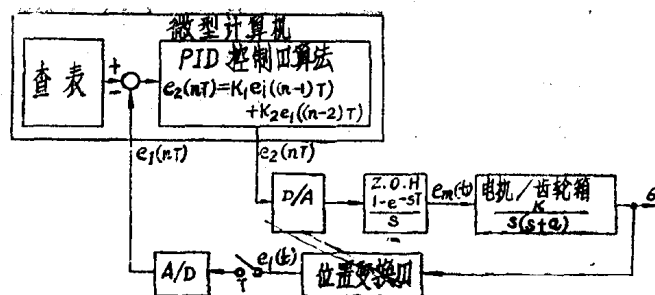


图 2 离散式PID控制器。可在反馈回路中采用数字式变换器代替模拟式变换器和A/D转换器。驱动信号 $e_m(t) = e_2(nT)$ 、 $nT \leq t \leq (n+1)T$ 。

预 测 器

在详细分析选用控制系数的方法之前，重要的是考虑计算机的计算能力问题(4)。大概要求微处理机作的工作不止简单地计算(2)式。除完成控制计算外，具体的控制应用场合还要求包括中断工作在内的特殊操作功能。如果包括多通道，可控制几台电机，则系统的解题计算能力将进一步降低。

根据方程(2)，控制变量 $e_2(nT)$ 取决于误差信号 $e_1(nT)$ 的现时值及其过去值。假如计算和输出计算结果所需的时间短于采样时间，则该控制规律是可以实现的。如果该计算所需的时间不短，则必须在 $(n-1)T$ 时刻预测 $e_1(nT)$ 并在 $(n-1)T$ 到 nT 时间内计算出 $e_2(nT)$ 。假如了解现有被控设备的性能细节，则存在进行这种预测的完善方法。然而，这将增加计算机的软件数量，因而将降低CPU的计算解题能力，并使这种方案本身失效。用于控制小型电机的一种简单、但有效的方法是预测器采用直线近似。按上二次实测的误差信号，预测误差信号则：

$$e_1(nT) = e_1((n-1)T) + (e_1((n-1)T) - e_1((n-2)T)) \dots (3)$$

在(3)式中，右侧所有各项均为误差信号的实测值。

把(3)式代入(2)式得出预测器/控制器的输出控制信号：

$$e_2(nT) = kp(2e_1((n-1)T) - e_1((n-2)T)) + kiT + \left(\sum_{k=1}^{n-1} e_1(kT) + 2e_1((n-1)T) - e_2((n-2)T) \right) + \frac{kd}{T} (e_1((n-1)T) - e_1((n-2)T)) \dots (4)$$

$$T - e_2((n-2)T) + \frac{kd}{T} (e_1((n-1)T) - e_1((n-2)T)) \dots (4)$$

$$T - e_1((n-2)T) \dots (4)$$

参阅图2，参照信号可手动输入，从存储器查表得出或者由这两种信号源综合得出。查表可能包括预编的运动程序。反馈信号由位置变换器得出，由模拟式变换器和A/D转换器构成的位置变换器最便宜。较小型的系统可采用数字式位置变换器，但除非大量生产，否则全编码型位置变换器造价高，而对应于每一运动增量发脉冲的位置变换器在计数器出现计数误差时可能失去参照信号。

合并 $e(mT)$ 的系数，可把方程(4)写为：

$$e_2(nT) = (2kp + 2kiT + kd/T) e_1((n-1)T) - (Kp + KiT + Kd/T) e_1((n-2)T) + (kiT) e_s((n-1)T) \dots (5)$$

式中：

$$e_s((n-1)T) = \sum_{k=1}^{n-1} e_1(kT) \dots (6)$$

可把上式写成递归表达式：

$$e_s((n-1)T) = e_s((n-2)T) + e_1((n-1)T) \dots (7)$$

因为(6)式中的系数不随时间变化，可写出如下表达式：

$$e_2(nT) = K_1 e_1((n-1)T) + K_2 e_1((n-2)T) + K_3 e_s((n-1)T) \dots$$

$$-2)T) + K_3 e_s((n-1)T) \quad \dots (8)$$

式中:

$$K_1 = 2Kp + 2KiT + Kd/T$$

$$K_2 = -Kp - Ki - Kd/T$$

$$K_3 = KiT$$

实现方法

必须在微型计算机上计算方程(8)。

Reed和Mergler介绍了一个用微型计算机实现的数字式PID控制算法,该算法采用扩充精度计算控制单个被控设备。在其单一设备控制器中,7ms计算时间(扩充精度计算要求的计算时间)没有产生什么问题,但为能在几个被控设备间实现多路控制,该计算时间可能太长了。还有微型计算机可能必须同时完成某种监视任务,因而迫使采用较快的算法。

可能允许采用简化控制器的一个考虑因素是被控电机的传递函数。通常,配备高减速比齿轮箱的永磁直流电机的输出位置(θ)对阶跃输入电枢电压的响应具有如下形式:

$$G(S) = \frac{K}{S^2(S+a)} \quad (\text{弧度/v}) \dots (10)$$

不难根据系统的阶跃响应确定电动机的系数K和a。取(10)式的反拉氏变换式,得出时间域中作为时间函数的齿轮箱输出轴位置:

$$\theta(t) = \frac{KE_m}{a^2} (at - (1 - e^{-at})) \dots (11)$$

图3为表示 $\theta(t)$ 和时间关系的实验曲线。注意到暂态过程过后:

$$\theta(\infty) = \frac{KE_m}{a^2} (at - 1) \quad \dots (12)$$

如果从图3中虚线表达式 $(KE_m/a)t$ 中减去(12)式,则得出:

$$\frac{K}{a^2} = \frac{\Delta\theta}{Em} \quad \dots (13)$$

和

$$\frac{K}{a} = \frac{d\theta}{Emdt} \quad \dots (14)$$

并完全确定了电机的常数。

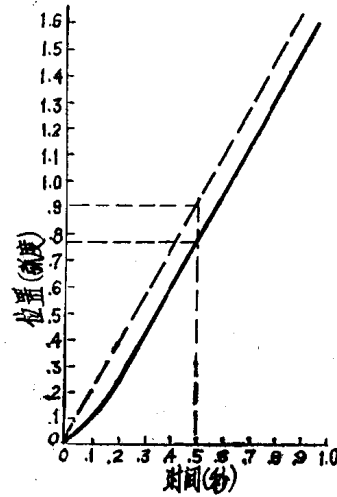


图3 典型的电机/齿轮箱阶

跃响应($E_m = 30V$)

因为电机本身具有积分器的特性,所以可取消控制器中的积分。理论上讲,电机(被控设备)的积分应使系统具有理想的零稳态误差。然而,实际上并非如此,因为电机的特性不理想,如失速电流和静摩擦的影响。在许多情况下,经高减速比驱动低惯性负荷的电机具有可允许的小稳态误差。如果不是这种情况,控制器中的积分可能是进一步消除稳态误差所必须的。将必须针对每种应用在稳态误差和计算能力间进行折衷选择。

去掉控制器的积分作用,方程(8)简化为:

$$e_2(nT) = K_1 e_1((n-1)T) + K_2 e_1((n-2)T) \quad \dots (15)$$

式中:

$$K_1 = 2Kp + Kd/T$$

$$K_2 = -Kp - Kd/T \quad \dots (16)$$

取消控制器的积分作用具有双重优点。首先,在驱动方程中消除乘法和求和运算及连续更新积分求和值的必要性。其次,因为 K_3 为 Ki 和 T 的乘积,其值小。为使 K_3 和积

分量的乘积在驱动方程中占有适当的比例,可能必须以扩充精度的方式累加积分量。这些运算必将增加计算机的解题时间,并要求扩充计算机的存储容量。

被控设备由D/A转换器的零阶保持环节和电机特性表征(见图2)。该被控设备总的传递函数为:

$$G(S) = \left(\frac{(1 - e^{-sT})}{S} \right) \left(\frac{K}{s(s+a)} \right) \\ = K(1 - e^{-sT}) \left(\frac{1}{as^2} - \frac{1}{a^2s} + \frac{1}{a^2(s+a)} \right)$$

因为控制器方程(15)为离散型式,所以可用Z变换式最方便地描述整个系统。即:

$$G_P(Z) = K \left(\frac{Z-1}{Z} \right) \left(\frac{Tz}{a(Z-1)^2} - \frac{Z}{a^2(Z-1)} + \frac{Z}{a^2(Z-e^{-aT})} \right) \dots (17)$$

控制器方程(15)变为如下形式:

$$E_2(Z) = K_1 a^{-1} E_1(Z) + K_2 Z^{-2} E_1(Z) \dots (18)$$

或变为:

$$\frac{E_2(Z)}{E_1(Z)} = G_C(Z) = \frac{K_1 Z + K_2}{Z^2} \dots (19)$$

而对应的系统传递函数为:

$$W(Z) = \frac{G_C(Z)G_P(Z)}{1 + G_C(Z)G_P(Z)} \dots (20)$$

稳定条件

如果(20)式分母的所有根均位于单位园之内,则该闭环系统是稳定的。当把(17)和(19)式代入(20)式并令分母等于零时,得出如下四阶多项式:

$$Z^4 - (1 + e^{-\tau})Z^3 + (e^{-\tau} + (2K_P + K_d)(\tau - 1 + e^{-\tau}))Z^2 + (K_P(-2\tau e^{-\tau} + 3 - 3e^{-\tau} - \tau) + K_d(-\tau e^{-\tau} + 2 - 2e^{-\tau} - \tau))Z + (K_P + K_d)(\tau e^{-\tau} - 1 + e^{-\tau}) = 0 \dots (21)$$

式中

$$\tau = aT \quad K_P = \frac{KK_P}{a^2} \quad K_d = \frac{KK_d}{a^2T} \dots (22)$$

利用计算机,求出了使一个或多个根位于单位园上(稳定性边界)、其他所有根位于该单位园内的各种不同的 $\hat{K}_P$ 、 $\hat{K}_d$ 和 τ 值、在这种情况下,得出图4所示曲线簇。每条曲线表示对应选定 τ 值的极限 $\hat{K}_P$ 和 $\hat{K}_d$ 值。对于位于曲线下面的所有 $\hat{K}_P$ 和 $\hat{K}_d$ 来说,运行是稳定的。我们对 $\hat{K}_P$ 为负值的情况不感兴趣,但 $\hat{K}_d$ 为负值时可降低视在阻尼。一经选定了 $\hat{K}_P$ 、 $\hat{K}_d$ 和 τ ,则可用(22)和(16)式计算出 $\hat{K}_1$ 和 $\hat{K}_2$ 。 $\hat{K}_P$ 和 $\hat{K}_d$ 的选择将决定表示作为整数的 $\hat{K}_1$ 和 $\hat{K}_2$ 所必须的最少位数。例如,如果用8位字长表示 $\hat{K}_1$ 和 $\hat{K}_2$ 则 $\hat{K}_P$ 和 $\hat{K}_d$ 将局限于在图4中原点附近的小区域中。

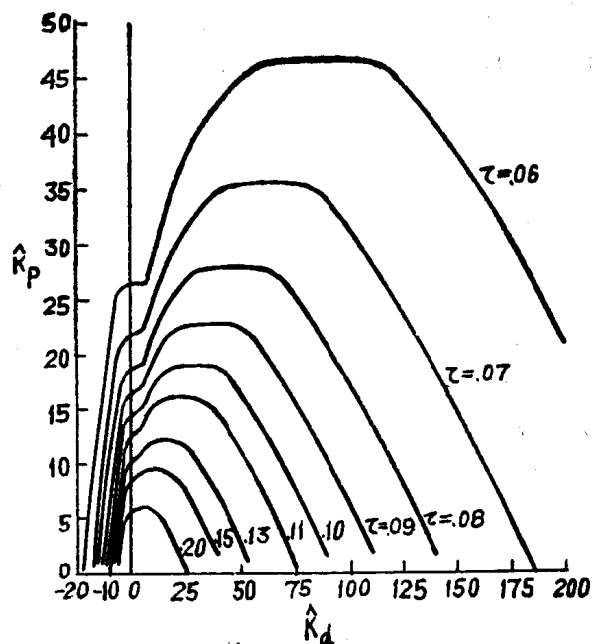


图4 稳定运行的极限 $\hat{K}_P$ 和 $\hat{K}_d$ 值。
采样时间 $T = \tau/a$ 。

设计示例

设计用一个微处理机控制三个相同电机的系统(5)。每个电机的阶跃响应均由图3给出。假设已编制了必要的软件,并知其解题速度为400HZ。三个电机由该软件进行多

路分时控制, 这得到的有效解题速度为133 HZ, 或采样间隔 $T = 7.5 \text{ ms}$

根据图3确定电机的各系数值。利用(13)式求出:

$$\frac{K}{a^2} = \frac{0.910 - 0.775}{30} = 0.0045$$

而利用(14)式求出斜率:

$$\frac{K}{a} = \frac{0.910}{30(0.500)} = 0.0607$$

然后得出电机的系数值:

$$a = \frac{(K/a)}{(K/a^2)} = 13.48 \quad (1/S)$$

$$K = \left(\frac{K}{a}\right)a = 0.818 \quad (\text{弧度}/v/S^{-2})$$

$$\tau = aT = 0.101$$

为使系统稳定运行, 可选用 $\tau = 0.1$ 曲线下面的任何 $\hat{K}_p$ 和 $\hat{K}_d$ 值。例如, 令 $\hat{K}_p = 12$, $\hat{K}_d = 40$ 。则根据(22)式算出:

$$K_p = \frac{a^2}{K} \hat{K}_p = 2666$$

$$K_d = \frac{a^2 T}{K} \hat{K}_d = 66.6$$

参 考 文 献 (略)

雷云山译自: IEEE Transactions on industrial electronics and control instrumentation

vol. IECI-27, No.3, p133~137.

展广连校

利用(16)式求出 $K_1 = -14218$ 和 $K_2 = -11552$ 。

如果采用8位A/D转换器, 并用16位字长表示 K_1 和 K_2 , 则(16)式的乘和加运算要求采用24位字长。但表示电机驱动信号 e_2 的最终字长可截尾为8位, 既和D/A转换器的位数相同。

结 论

本文讨论了用于控制任何电机/齿轮箱系统的PID控制器设计方法。还介绍了可用于选择一组稳定控制系数的通用计算曲线图。介绍了用于确定电机参数的简单技术。还分析了控制系数的选择对数字式控制器所需位数的影响。

稳定性曲线适用于采用误差预测方法的比例。微分控制系统。可改变这种控制器的结构并得出一组类似的曲线。如果控制规律的计算时间相对于采样间隔来说短, 一个可行的变化可能是去掉误差预测部分。在具备高速浮点运算能力和/或采用多个处理器的场合, 另一个可能的变化是把积分系统包括在内。

关于微型电子计算机在电站 热力过程自动化方面应用的问题

A. A. МОСКАЛЕНКО, Г. Т. КУЛАКОВ

作为新技术手段的微处理器技术一以大规模集成电路为基础的微处理器装置, 单板和单片、多板和多片微型电子计算机, 以及以它们为基础的控制器的出现, 引起关于在

国民经济、科学技术不同领域实现工艺过程和设备制造自动化方面普及和实际应用这种新技术手段的大量论著的出版(参考文献1—5)。

可靠性高,成本相对比较来说不太高,外形尺寸小是微型电子计算机的特点。综合这些特点,微型电子计算机可作为自动化的新的程序设备手段,可以广泛用于解决自动化方面的各种不同问题,包括从前认为不可解决的问题。微型计算机作为电力设备自动化的程序设备可以减少监视、调节和优化自动化系统的设计、安装和运行的周期和费用,同时可以降低设备的功能。

微型电子计算机的优越性可以最大限度地使计算技术手段用于建立就地《智能》自动装置的控制目的。这就有可能建立一种分散的控制系统,这种系统绝非指系统组成成分在空间的分布,而是以微型电子计算机为基础的某些组件同时进行数据的收集、调节和处理。

由于分散计算原理的发展(1),分散控制概念在各种工艺过程自动控制和电力设备自动控制设备自动化方面获得了广泛的承认和应用(4)。

分散控制系统的线路结构是分散的分级化结构的进一步发展结果,是利用控制,实现功能组监视与控制的最优方法。于六十年代末期,用于电力工程,实践证明,这是一个很好的方法。

在分散控制的三种基本结构(参考文献6)(环形结构、星形结构和联合结构)中,联合结构综合了环形和星形结构的优点,对于实现机组和电站完全自动化来说,最有发展前途。对于要求快速响应的联合系统的组成部分,采用环形数据通道。对传递数据速度要求稍慢的线路按星形结构原理构成。机组分散自动控制系统联合框图示于图1。

分级控制的第一级由环形数据通道连接的调节用微处理控制器1,电力设备工艺过程功能组的优化和逻辑控制装置2、调节用组装仪表3和数字式逻辑控制装置4(参考文献7),以及数据初步处理器5构成。每一功

能组环路6和控制器5均由星形数据通道环节与分级控制第二级的公用微型电子计算机(或微型电子计算机网络)联接。分级控制的第二级电子计算机组中还包括监视、信号、记录和向操作员显视信号的电子计算机组8和9,以及连接第二级微型计算机的公用环形数据通道。

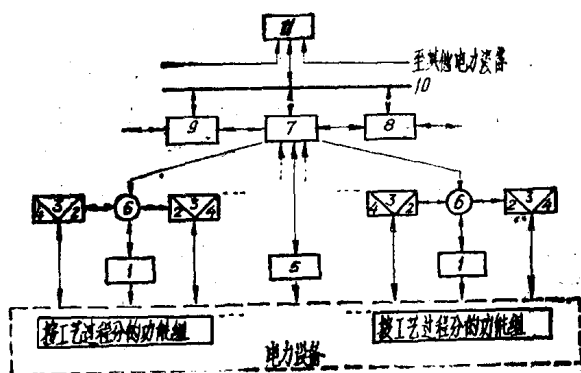


图1 发电机组自动化分散控制系统联合总结构

分级结构的第三级是中控室电子计算机11(大容量小型电子计算机或微型电子计算机网络),利用星形数据通道与公用数据母线联结。

上述所讨论的由星形数据通道与上一级电子计算机相连接各环节是上一级电子计算机的一般终端。通过修正程序,可以在分级结构的每一级中增加这种终端的数量。在控制器之间利用数据通道不仅可以提高微处理器交换信息的速度,必要时还可以相互利用空间的计算设备。用划分工艺一功能组和公用组件的方法来限制每一环节中的各个组成部分的数量,就可以减轻编制程序的工作量,就可以制成统一和直观结构的。并且可以在微处理器的基础上,无论从上一级到下一级或由下一级到上一级都可以以最佳方式解决电力机组热力过程自动化的问题。

第一级微处理器式控制器能承担最大信息处理和控制在工作量。接受、变换和处理一定数量的初始数据,以及与上一级微型计算机交换信息,是这种控制器的特点。但微处

理器式控制器1、2、5、的基本算法功能和用途各不相同。

在工艺功能组微处理器结构中,反映出微处理器构成的调节用控制器有两种发展趋势:混合式(参考文献8)和数字式(参考文献9)。混合式控制器是在组装模拟电子调节器

(这种电子调节器在一个较长的时期内仍然是热力过程自动化的基础并代表着现有电站的特点)的基础上利用以微处理器式控制器1为基础的静态和动态数字式最佳化控制器构成。数字式调节用微处理器1将广泛用于新建电站,很有发展前途。用它们实现调节,控制和最优化的各种不同算法。功能组控制器还具有数字式控制装置4的逻辑运算、监视和诊断组装模拟调节器故障,以及程序给定装置的功能等。

初步处理数据的微处理器式控制器5的信息可用于不同目的:计算发电机组的技术经济指标,修正实时状态下的锅炉和汽轮机组的动力特性,绘制温度反映温度沿剖面分布的温度场图。计算用于控制工艺功能组的补充信息,诊断故障和计算各种不同二次信息量。

在发电机组分散自动控制系统中,可以利用微型计算机的计算能力,这就可以减少用于机组的计算设备和减轻设备的运行负担。为了计算机组的技术经济指标,可以利用具有辅助附加存贮器的微型计算机。

中控室电子计算机等级的选择,取决于系统解题的复杂程度和容量的大小,并考虑到微型计算机系统同小型和大型电子计算机的有效竞争能力(参考文献1)。在现有装设第三代大容量电子计算机的电站中,这种选择在效益上显然是明显的。而节约电缆是这种结构的一个很重要的优点。鉴于应用微型电子计算机的前途,在热力自动化领域,把微型计算机应用作为发展方向和研究课题有很大的现时意义。

为此,可以采取两种控制方法:联合控

制法和就地控制法。

采用联合控制方法最为合理,但复杂,并且同样要冒风险,这些风险曾在通用数字式计算机台组时使那些首先想基于它解决所有电站工艺过程自动化问题的专家们持观望等待态度。

局部控制方法是以选择某些首要方面实现自动化为前提,并考虑到以下因素:

每一方面的详尽理论研究状况;

电力设备状况和适应自动化的程度,以及实现自动化的有利条件;

为顺利解决已选定的某些主要控制方面所必须的技术设备的状况;

近年采用微型计算机的可能性;

科学研究和引用主要样机的研制费用,予期经济效果和投资回收期;

制作主要样机的可能性和规模;

属于这方面的内容我们认为有如下若干项:

1. 电站热力自动化装置在工况大范围变化情况下的最佳化;

2. 循环泵经济疏空度的选择,接通或断电的操作;

3. 精确计算汽机实时状态下的动力特性和自动分配热电中心站的热力与电力负荷;

4. 考虑到水管网路预热器的状况,借助两个加热装置实现汽机水管网路予热分配的最佳化;

5. 热能与电能生产质量控制自动化;

6. 锅炉、汽机和发电机起动过程的自动化;

7. 组合测量仪表设备、自动化和工艺装备工作状态的检查、诊断和预报;

8. 信息监视;

9. 热力网工作的最佳化;

10. 自动化培训系统。

在讨论上述有关方面的问题时,出现一系列任务,为成功地完成这些任务,微型电

子计算机起到了主要作用。

这些任务可以分为以下三个主要方面：第一方面属于一般工作，它们是已利用计算技术设备解决的热力自动化过程中问题，在国内文献中早已作过详细论述。第二是属于利用小型计算机可以减轻所要解决的问题。第三是属于特殊问题，而且只能利用微处理技术才能解决的问题。

第二、第三方面属于保证获得经济效益的新应用，因而引起人们的极大研究兴趣。

关于这方面的问题：

1. 研制和采用功能组、发电机组、整个电站、电力系统等的自动控制系统；

2. 靠减少自动化设备来缩短研制和安装投入的周期；

3. 与微处理机技术工作者及微处理制造厂紧密合作来建立就地环节、子环节、调节装置和系统；

与被控设备连接的装置，包括自动调节系统中的标准接口；

包括标准转换器和模一数转换器的子系统；

温度场的监视装置；

程序装入装置；

离散控制执行机构；

数字挡板；

调度盘；

新型微处理器式调节器和最佳控制器；

混合自动调节系统等。

就地控制子系统具有完善的最新特性，能解决一系列主要问题，这明显地表现在建立就地自动控制系统，特别是在建立混合系统时，例如：

减轻用模拟方案实现的较复杂的控制算法问题(改变调节规律，根据被控对象的负荷曲线自动修正调节仪表的动态整定参数，根据扰动形式和扰动量的大小，自动修正调节器的动态整定值，根据给定任务和扰动影响实现特殊调节响应，实现固定自动控制系统)

利用模拟设备解决复杂控制算法问题是技术上难以实现或在一般情况下没有可能实现的问题(自动保证一种调节算法的执行优先于其他调节算法，按自动调节系统正常运行数据计算的动态特性数据，自动修正自动调节系统的动态整定值，或根据某些最佳化准则计算整定值，实现自动调整调节器整定参数，在给定范围内利用自适应和周期性调节及其他)；

监视自动调节系统的模拟和数字部分的完好状况；

在外部信号作用下实现程序中断，从而把调节器切换至手动状态，此时输出信号仍线性放大到给定值。当手动信号停止时，调节器无冲击地返回到自动调节状态。

同上一级微型电子计算机或其他调节器交换信息。利用这种通道很容易监视调节器的状态。控制器故障情况下，调节器仍继续调节变量，环形数据母线对完好控制器继续发挥其正常功能作用；

改变控制(调节)算法。这通常用改换固定存贮器或更换可变程序的存贮器中的程序的办法实现。

解决就地子系统和整个工艺过程自动控制系统的全部问题，靠建立最灵活的系统来实现。这种系统可以通过改变程序方法增加和改变系统的组成。

在国际测量技术和自动化装置协会《INTERNETKAMA—77》作过试验的美国 TDC—2000 微处理系统(参考文献2)可以作为利用完全分散控制原理实现功能组自动控制系统的范例。顺利运行在西欧电站的锅炉燃烧过程最佳微处理自动调节系统(参考文献2)和机组全工况自动调节系统(参考文献10)清楚地表明以微处理控制器为基础的就地子系统在热力与电力设备上成功的应用。

参 考 文 献 (略)

张宝林译自 ЭНЕРГЕТИКА

雷云山校 P45—49 № 9.1981