

文章编号: 1000-8152(2000)01-0060-05

60-64

DMC 控制器的一种新的无扰切换方法

郑辑光 施 仁

(西安交通大学自动控制系·西安, 710049) (西北轻工业学院自动控制系·咸阳, 712081)

王孟效

TP273

0231

摘要: 介绍了 DMC/PID/MAN 多控制器结构中各控制模式之间的无扰切换方法, 其中, 重点就两种 DMC 控制器的无扰切换方法进行了论述, 并给出了等价性证明。在此基础上, 提出了一种新的改进无扰切换方法, 并给出了仿真结果。

关键词: 模型预测控制; 动态矩阵控制; 无扰切换; PID 控制

文献标识码: A

DMC 控制

鲁棒性

A New Method for Bumpless Switching of Dynamic Matrix Controller

ZHENG Jiguang and SHI Ren

(Department of Automatic Control, Xi'an Jiaotong University, Xi'an, 710049, P. R. China)

WANG Mengxiao

(Department of Automatic Control, Northwest Light Industry College, Xianyang, 712081, P. R. China)

Abstract: In this paper, the bumpless switching (BS) techniques in the framework of the DMC/PID/MAN controller are introduced, which is a commonly encountered control scheme. Emphases are laid on two DMC BT methods that correspond to two DMC algorithms. Their equivalence of the two methods is demonstrated and a new refined BT method is presented, which is timesaving and more efficient for the practical implementation and application of the dynamic matrix control (DMC). Finally, simulation results are given to illustrate its efficiency.

Key words: model predictive control; dynamic matrix control; bumpless switching; PID controller

1 引言(Introduction)

动态矩阵控制(DMC)是一种模型预测控制,其预测功能基于对象的开环阶跃响应模型,建模简单;采取的实时反馈校正技术,提高了预测算法的抗模型失配与抗环境干扰能力;采用的滚动式有限时域优化策略,吸取了现代控制理论的优化思想,极大增强了系统的鲁棒性,以上特点,使 DMC 算法特别适用于连续过程工业控制。而 PID 控制以其强鲁棒性、参数整定容易、及易于实现自动/手动无扰切换等优点,成为使用最广泛的控制算法。事实上,由于大多数被控过程的动态特性可由一阶或二阶过程充分逼近,因而,采用 PID 控制一般可获得满意的性能;但对于高阶复杂或多变量强耦合过程等, PID 控制一般很难满足性能要求,而直接采用 DMC 控制则是最佳的选择之一。因此,在高级实用数字控制器中,应同时包含手动、PID 以及 DMC 控制算法,如图 1 所示,并应可实现三者之间的无扰切换。

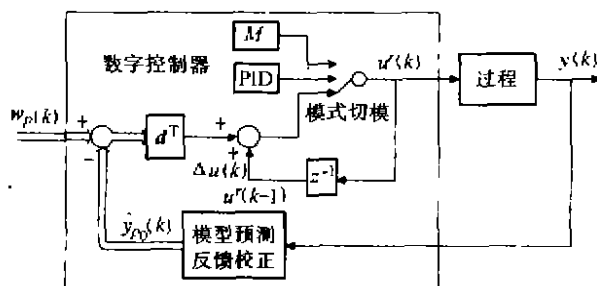


图 1 DMC 控制器的无扰切换

Fig. 1 Bumpless transfer for DMC controller

2 PID 控制的无扰切换(Bumpless switching for PID control)

实现无扰切换的关键是保持控制器输出信号在切换前后不会发生大的跳变,一般在数字控制器中由自动切向手动时,控制器输出保持不变(相当软手动),均为无扰切换,故这里仅讨论切向 PID 模式时的无扰切换。在位置式数字 PID 控制器中,通常采用的方法是,即使在其它控制模式下, PID 算法依然执

行,不过积分项在控制输出完成后,依下式更新:

$$u_I(k+1) = u^r(k) - u_P(k) - u_D(k). \quad (1)$$

其中, $u^r(k)$ 是在当前采样的时刻 k , 当前模式 (DMC/MAN) 控制器的实际输出, 积分器一般采用前向差分. 在 $k+1$ 时刻, 若由手动或 DMC 切回到 PID 控制模式, 则 PID 控制器输出成为

$$\begin{aligned} u_{PID}(k+1) = \\ u_P(k+1) + u_I(k+1) + u_D(k+1) = \\ u^r(k) + u_P(k+1) - u_P(k) + \\ u_D(k+1) - u_D(k) \cong u^r(k). \end{aligned} \quad (2)$$

由式(2)可见, 切换前后输出近似保持不变. 在增量式 PID 算法中所不同的是, 其 PID 运算在其它控制模式下, 不必进行. 而在 $k+1$ 时刻, 若由手动或 DMC 切回到 PID 控制模式, 则 PID 控制器输出 $u(k+1)$ 按下式更新:

$u(k+1) = u^r(k+1) = u^r(k) + \Delta u(k+1) \cong u^r(k)$. 如采样周期很小, 则除非在切换瞬间有设定值变化, 上式中的近似关系一般总成立, 故可实现 DMC/MAN 到 PID 的无扰切换.

3 DMC 控制的无扰切换 (Bumpless switching for DMC control)

同样, 仅需考虑 PID/MAN $\rightarrow$ DMC 时的无扰切换. 由于 DMC 属于基于对象非参数模型预测的有限时域优化控制算法. 其无扰切换有其特殊性, 故下面首先描述其算法步骤, 据此提出新的无扰切换方法.

3.1 动态矩阵控制算法的实现^[1] (Implementations of the DMC control algorithm)

离线计算

第一步 模型单位阶跃响应系数测定:

$$a = [a_1, a_2, \dots, a_N]^T.$$

其中 N 表示对象在阶跃扰动作用下, 经过 N 个采样周期后基本达到稳态.

第二步 控制动态系数计算 (动态优化):

$$\begin{aligned} d^T = [d_1, d_2, \dots, d_p] = \\ [1, 0, \dots, 0]_{1 \times M} (A^T Q A + R)^{-1} A^T Q. \end{aligned} \quad (3)$$

其中, P, M 分别为优化、控制时域, Q, R 均为加权系数矩阵, A 为动态矩阵, 令 w_P 为期望对象输出值向量, 则式(3)满足如下优化指标:

$$\min_{u_M} J = \|w_P(k) - \hat{y}_{PM}(k)\|_Q^2 + \|\Delta u_M(k)\|_R^2.$$

第三步 误差校正向量 (加权系数) 选定: $h = [h_1, h_2, \dots, h_N]$, 一般取

$$h_1 = 1, h_i = \alpha, i = 2, \dots, N, 0 < \alpha \leq 1.$$

(4)

在线计算

算法 1

第一步 预测初值设定:

$$\hat{y}_{N0}(0) = [y(0), \dots, y(0)]_{1 \times v}^T.$$

第二步 控制增量计算:

$$\Delta u(k) = d^T [w_P(k) - \hat{y}_{P0}(k)].$$

其中 $\hat{y}_{P0}(k) = G \hat{y}_{N0}(k) = [I_{P \times P} \quad 0] \hat{y}_{N0}(k)$.

第三步 控制量的计算及实现:

$$u(k) = u^r(k-1) + \Delta u(k).$$

第四步 输出预测:

$$\hat{y}_{N1}(k) = \hat{y}_{N0}(k) + a \Delta u(k). \quad (5)$$

第五步 到采样时刻否? 是, 转下步; 否则, 等待.

第六步 下一时刻实际输出测定 $y(k+1)$

第七步 误差计算:

$$e(k+1) = y(k+1) - \hat{y}_1(k+1|k).$$

其中, $\hat{y}_1(k+1|k)$ 是向量 $\hat{y}_{N1}(k)$ 的首项元素.

第八步 预测输出值校正:

$$\hat{y}_{cor}(k+1) = \hat{y}_{N1}(k) + h e(k+1). \quad (6)$$

第九步 时移, 预测初值更新:

$$\hat{y}_{N0}(k+1) = S \hat{y}_{cor}(k+1). \quad (7)$$

其中 S 为移位矩阵 (其定义参考文献[1]).

第十步 转第二步 ($k+1 \rightarrow k$).

可以看出, DMC 控制器是一种增量式数字控制算法, 这是由于 DMC 控制器是基于在原对象前插入一积分器后所形成的增广对象模型而设计的控制器 (这是设计积分型控制器的通用方法), 而原对象的阶跃响应恰是该增广对象的脉冲响应模型, 因此有如下卷积算法:

算法 2^[2]

上述模型预测和在线反馈校正还可用如下卷积和的形式给出:

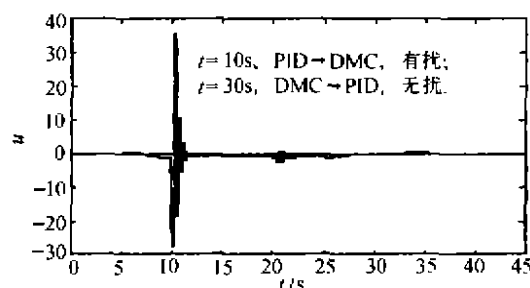
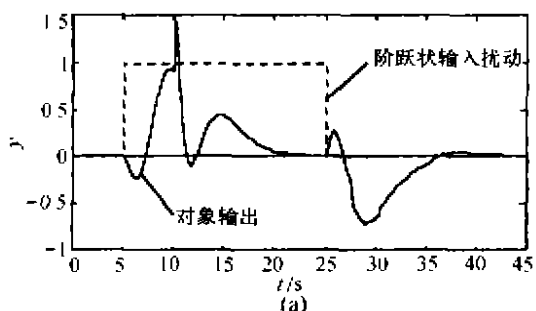
$$\begin{aligned} \hat{y}(k+l|k) = \\ \sum_{i=1}^l a_i \Delta u(k+l-i) + \sum_{i=l+1}^{N-1} a_i \Delta u(k+l-i) + \\ a_N u(k+l-N) + \hat{d}(k+l|k), l = 1, 2, \dots, N. \end{aligned}$$

其中, 上式右边第一项是由特定的当前和未来的控制量输出引起的响应; 第二项为自由响应, 仅包含控制量的过去值, 在当前时刻 k 完全已知; 第三项 $\hat{d}(k+l|k)$ 是基于 k 时刻所测信息, 对过程未来 $k+l$ 时刻输出端可加性扰动的预测值, 这里, 对未来的误差补偿采用现时误差这一个量进行, 其值为:

$$\hat{d}(k+l|k) = y(k) - \sum_{i=1}^{N-1} a_i \Delta u(k-i) - a_N u(k-N). \quad (8)$$

比较以上两种算法,采用模型预测递推算法 1,运算效率高,需保存 N 个自由响应预测值 $\hat{y}_{N0}(k)$;而算法 2,采用卷积和形式,每周期运算量较算法 1 大得多,效率低,需保存过去 N 个控制器输出历史值 $u(k-N), \dots, u(k-1)$. 下面,我们来分析以上两种算法在 DMC 无扰切换中的应用.

3.2 DMC 控制的无扰切换方法 (Bumpless switching methods for DMC control)



(b) M/PID/DMC 控制器输出

图 2 PID/DMC 控制模式间的切换

Fig. 2 Switching between PID and DMC mode

DMC 控制器可以消除静差的原因是由于其本质上是一种积分控制器. 类似增量式 PID 控制算法, 每周用实际控制器输出值更新 DMC 控制器的积分器内容, 如图 1 所示, 似乎即可消除切换扰动, 但事实上并非如此简单, DMC 控制作为基于模型的预测控制, 在未来的 NT 时间内有可能失去模型预测功能(参考图 2), 故在非 DMC 控制模式下, 还应采取以下措施:

方法 1 若采用算法 1, 则 DMC 控制器中的模型预测及反馈校正部分仍要在线运行, 其中, 第三步改为: $\Delta u(k) = u'(k) - u'(k-1)$, $u'(k)$ 为当前时刻控制器输出.

方法 2 若采用算法 2, 则每周不必进行模型预测及反馈校正运算, 只要开辟一定区间存储过去 N 个控制量输出值 $u'(k-N), \dots, u'(k-1)$. 每周进行移位操作, 这样可节省 CPU 时间, 提高实时性.

以上两种方法的不同, 主要是由于两种算法中的在线反馈校正方法形式不同引起的, 而本质上它们是等价的, 我们可给出以下定理:

定理 当式(4)中误差加权修正系数 $\alpha = 1$ 时, 算法 1 与算法 2 中的在线反馈误差修正算法是等价的.

证 根据算法 1, 首先将(5), (6), (7)合并, 有

$$\hat{y}_{N0}(k+1) = \hat{y}_{N0}(k) + S\alpha\Delta u(k) + Sh e(k+1). \quad (9)$$

上式给出了 $\hat{y}_{N0}(k+1)$ 与 $\hat{y}_{N0}(k)$ 之间的递推关系式. 根据式(5), (6)及上式, 有:

$$\begin{aligned} \hat{y}_{cor}(k) &= \hat{y}_{N0}(k-1) + \alpha\Delta u(k-1) + he(k) = \\ &= S^{k-1}\hat{y}_{N0}(0) + \sum_{n=1}^k S^{n-1}\alpha\Delta u(k-n) + \\ &\quad \sum_{n=1}^{k-1} S^n he(k-n) + he(k). \end{aligned} \quad (10)$$

按式(4)取 h , 且记 $h_a = Sh$. 不失一般性, 令 $\hat{y}_{N0}(0) = 0, \Delta u(j) = u(j) = 0, j \leq 0$, 则上式可进一步化作:

$$\begin{aligned} \hat{y}_{cor}(k) &= \sum_{n=1}^{k-1} S^{n-1}\alpha\Delta u(k-n) + \sum_{n=N}^k S^{n-1}\alpha\Delta u(k-n) + \\ &\quad h_a \sum_{n=1}^{k-1} e(k-n) + he(k) = \\ &= \sum_{n=N}^{N-1} S^{n-1}\alpha\Delta u(k-n) + \begin{bmatrix} a_N \\ \vdots \\ a_1 \end{bmatrix} u(k-N) + \\ &\quad h_a \sum_{n=1}^{k-1} e(k-n) + he(k). \end{aligned}$$

根据式(4), $h_1 = 1$, 故同取上式等号两边向量的头一元素得:

$$\begin{aligned} \hat{y}_{cor}(k+1) &= \sum_{i=1}^{N-1} a_i \Delta u(k-i) + a_N u(k-N) + \\ &\quad \alpha \sum_{n=1}^{k-1} e(k-n) + e(k) = y(k). \end{aligned}$$

当 $\alpha = 1, h_a = h$ 时, 有

$$y(k) - \sum_{i=1}^{N-1} a_i \Delta u(k-i) - a_N u(k-N) = \sum_{n=0}^{k-1} e(k-n).$$

$$\text{即} \quad \hat{d}(k+1|k) = \sum_{n=0}^{k-1} e(k-n). \quad (11)$$

其中, 等号两边分别为 k 时刻算法 1 及算法 2 中的误差修正量, 它们是相等的. 证毕.

式(11)表明, 算法 1 中的在线递推反馈修正算法要用到被控变量的所有历史测量数据, 而算法 2 中误差修正算法仅用到被控变量的当前测量值, 但它们的效果是完全一致的.

我们知道, PID 控制和 DMC 控制均为积分控制, 而广泛采用积分控制消除静差的主要原因是被控过程的典型负荷扰动及设定值扰动均可建模为阶跃状常值扰动, 根据内模原理, 采用积分控制可完全

消除跟踪误差,而此输出扰动模型恰好对应于取 $\alpha = 1, h_a = h$.

3.3 直流分量处理 (Process of direct current component)

设 U_0, Y_0 分别为被控对象在正常建模工况点的稳态(直流)输入/输出,其与小信号动态变量 $u(k), y(k)$ 的关系如下:

$$u(k) = U'(k) - U_0, y(k) = Y'(k) - Y_0.$$

其中, $U'(k), Y'(k)$ 分别为对象的实际控制输入和量测输出值.因此,DMC 控制器内部应存储 U_0, Y_0 值.而在手动控制及 PID 控制模式下,一般直接采用 $U'(k), Y'(k)$ 取代 $u(k), y(k)$ 进行运算,效果相同,算法却更加简洁.值得指出,在 PID 控制器中,一般取直流分量 $Y_0 = SV = r(k)$,则直流分量 U_0 包含在 PID 控制器的积分项中,即 U_0 通常由 PID 控制器的积分器来实现.

3.4 DMC 控制器的高效无扰切换方法 (More efficient bumpless switching method for DMC controller)

综上所述,算法 1 采用递推算法,运算效率高,但在非 DMC 运行模式下,为不丧失模型预测功能,实现无扰切换,仍需递推运算,占用 CPU 时间.而算法 2 在线运算效率不高,但实现无扰切换方法简单.根据定理 1,我们可以将两种算法有机结合起来,在 DMC 控制模式下,采用算法 1,在非 DMC 模式下采用无扰切换方法 2.具体地说,在 PID/MAN 模式下,为实现由 PID/MAN $\rightarrow$ DMC 时的无扰切换,采用上面方法 2,每周期仅仅需要移位操作,保存过去最近的 N 个控制器输出值.而在切换到 DMC 控制后,首先根据当前时刻最新的对象阶跃响应参数(向量 α),由以下两式:

$$\hat{Y}(k+l|k) =$$

$$Y_0 + \sum_{i=l+1}^{N-1} a_i \Delta U(k+l-i) +$$

$$a_N (U(k+l-N) - U_0) + \hat{d}(k+l|k),$$

或写作:

$$\hat{y}(k+l|k) =$$

$$\sum_{i=l+1}^{N-1} a_i \Delta u(k+l-i) + a_N u(k+l-N) +$$

$$\hat{d}(k+l|k), l = 1, 2, \dots, N,$$

计算出 $\hat{y}_{N0}(k)$ 值,其中, $\hat{d}(k+l|k)$ 由式(8)确定.在随后的计算中,采用算法 1 来在线递推计算.

4 仿真研究 (Simulation research)

考虑非最小相位过程: $G(s) = \frac{1-1.4s}{(1+s)^3}$, 采样周期 $T_s = 0.2$ 秒,采用设定值加权的位置式 PID 算法及 RZN 参数整定规则^[4], PID 参数整定结果为: $K_c = 0.92, T_i = 2.33, T_d = 0.85, \beta = 0.79$. DMC 控制器参数取: $N = 50, P = 30, M = 4, Q = I, R = 0, \alpha = 1$.图 2 ~ 5 给出了 DMC/PID/MAN 控制模式间无扰切换仿真结果.图中,虚线为过程输入阶跃状扰动,实线为被控过程输出,系统参考输入保持恒定(即 $w = 0$).另外,图中同时给出了对应的控制器输出(过程输入)曲线.

在图 2 中,由于 DMC 控制器仅作一般增量式控制算法处理,使其在 $t = 10$ s 时刻,由 PID 切换到 DMC 后的有限时域内丧失了模型预测功能,最终给被控过程带来不可预测的扰动.而由于 PID 控制采用了式(1)的无扰切换处理方法,在 $t = 30$ s,实现了由 DMC 到 PID 间的无扰切换.

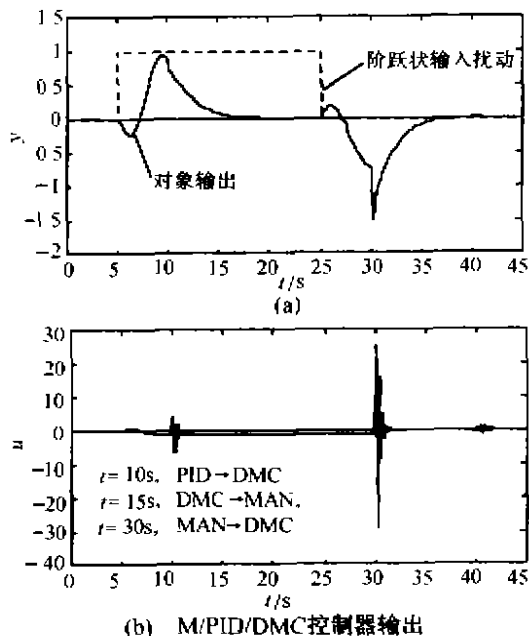
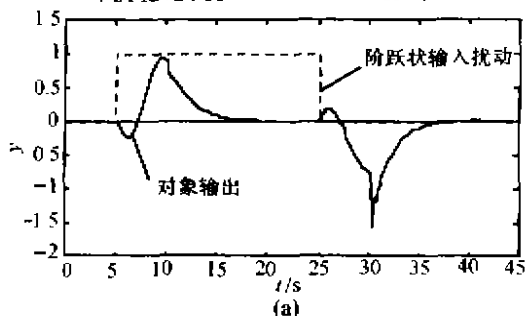
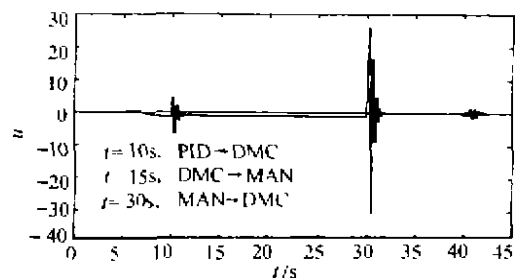


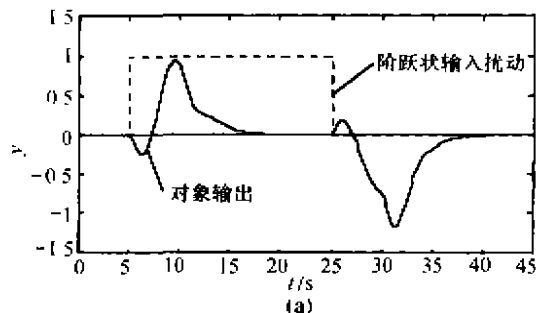
图 3 M/PID/DMC 控制模式间无扰切换方法 1: $R=0$

Fig. 3 Bumpless switching method 1 amongst M/PID/DMC control modes: $R=0$

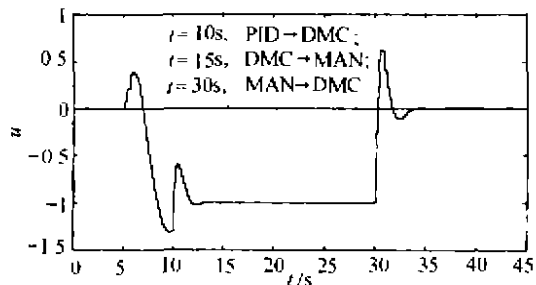




(b) M/PID/DMC控制器输出

图 4 M/PID/DMC控制模式间无扰切换方法2: $R=0$ Fig. 4 Bumpless switching method 2 amongst M/PID/DMC control modes: $R=0$ 

(a)



(b) M/PID/DMC控制器输出

图 5 M/PID/DMC控制模式间无扰切换方法2: $R=0.51$ Fig. 5 Bumpless switching method 2 amongst M/PID/DMC control modes: $R=0.51$

图 3、图 4 中 DMC 控制器均采用递推算法 1, 但分别采用无扰切换方法 1 及方法 2, 我们看到它们实现了相同的无扰切换(完全等效)。值得指出, 图 3、图 4 中, 在 $t = 30\text{s}$ 时刻, 由 MAN(手动控制)向 DMC 切换后的瞬态响应近似 DMC 控制器的阶跃响应, 目的是快速逼近设定值, 消除 MAN 控制时的偏差, 其阶跃输入幅度即为切换时刻的偏差值。为了减弱对过程的冲击, 同时抑制控制器输出的剧烈变化, 可加大控制变量的加权系数矩阵 R , 如取 $R = 0.5I$ (I 为相应维数的单位矩阵), 仿真结果如图 5 所

示。由以上仿真结果可以看出, 采用算法 1 及无扰切换方法 2, 可实现 DMC 控制器的高效无扰切换。

5 结论(Conclusion)

在数字控制器中, 同时融入手动(MAN)、PID 及 DMC 控制算法, 具有许多优点。首先, 针对实际被控对象, 可首先选用 PID 控制。若 PID 控制不能满足性能指标要求, 则再采用 DMC 控制, 而此时, PID 控制及手动控制成为 DMC 控制器的后退备用方式, 这对于熟悉 PID/M 数字调节器的现场工作人员来说, 心理上更易于接受。另一方面, 在采用 DMC 控制器控制复杂对象时, 在系统启动初期或者当发现对象特性发生缓变时, 可根据实际现场条件, 在手动(开环)或 PID 控制(闭环)模式下, 测试对象的阶跃响应特性, 然后再采用本文介绍的方法无扰地切换到 DMC 控制模式, 且此种改进的无扰切换方法可即刻采用最新测试的对象阶跃响应参数进行预测, 因而具有更好的实时性。

参考文献(References)

- [1] 席裕庚 预测控制[M]. 北京: 国防工业出版社, 1993
- [2] Bozin A S and Austin P C. Dynamic matrix control of a paper machine benchmark problem [J]. Control Engineering Practice, 1995, 3 (10): 1479 - 1482
- [3] Gustaf Olsson and Gianguido Piani. Computer Systems for Automation and Control[M]. UK: Prentice Hall, 1992
- [4] Hang C C, Astrom K J and Ho W K. Refinements of the Ziegler-Nichols tuning formula[J]. IEE Proc. -D, 1991, 138(2): 111 - 118

本文作者简介

郑锡光 1967 年生, 讲师, 1989 年毕业于西安交通大学自动控制专业, 1992 年获西安交通大学自动化仪表与装置专业硕士学位。毕业后, 留校任教至今。研究方向为预测控制, 智能仪表及集散控制系统。

施仁 1935 年生, 1957 年毕业于上海交通大学工业自动化专业, 后留校任教。1958 年随交大西迁, 到西安交大自控系工作至今。现为教授, 博士生导师。主要研究方向为自动化仪表与过程控制。

王孟效 1941 年生, 1967 年毕业于上海华东师范大学物理系。现为西北轻工业学院自控系主任、教授。主要研究领域为造纸过程自动化系统的开发与应用等。