

具有积分环节的多变量极点配置 自校正调节器及其在罩式退火炉上的应用

王京 舒迪前 吴保亮 郑福建 刘宏才

(北京钢铁学院自动化系)

摘 要

本文给出一种具有积分环节的多变量极点配置自校正控制算法。该算法能在过程参数缓变时直接在线估计控制器参数校正闭环极点于期望值上,且对阶跃输入信号系统静态无偏。此算法已用于某公司三输入三输出多变量轧辊罩式退火炉微机群控系统中。实控结果表明,炉温控制精度和炉内温度场均匀度皆优于仪表PID系统。文中还给出了算法的仿真结果、微机群控系统设计和研制中的有关问题。该系统已通过鉴定,实控运行情况良好。

一、引 言

当被控过程受随机干扰影响,模型参数缓变时,采用自校正调节器^[1]或自校正控制器^[2,3],使控制器参数不断适应过程参数的变化,以获得期望的最优控制策略。为了将闭环极点配置于所期望的位置上,一些学者还提出了极点配置自校正调节器^[4],并推广至多变量系统^[5]。然而由于算法复杂,多变量系统的应用实例尚不多见。本文给出的具有积分环节的多变量极点配置自校正调节器,可直接在线辨识控制器参数,有较好的动态品质,实际控制效果较好。

二、多变量极点配置自校正控制算法

1. 模型参数已知时的控制器设计

设所研究的被控对象为一多变量随机线性离散时间系统,可用下列线性向量差分方程描述:

$$A(z^{-1})y(k) = z^{-d}B(z^{-1})u(k) + C(z^{-1})\varepsilon(k), \quad (2.1)$$

式中, $y \in R^p$ 为可测 p 维输出向量, $u \in R^p$ 为可测 p 维输入向量, $\varepsilon \in R^p$ 为不可测扰动向量, $\{\varepsilon(k)\}_{k=1,2,3,\dots}$ 为零均值方差 R_p 的独立同分布随机序列, $(d-1)$ 为系统的纯滞后时间, z^{-1} 为单位延迟算子。 $A(z^{-1})$ 、 $B(z^{-1})$ 、 $C(z^{-1})$ 分别为输出、输入和噪声加权多项式阵,且 $A(z^{-1})$ 、 $B(z^{-1})$ 左互质,即

$$A(z^{-1}) = I_p + A_1 z^{-1} + A_2 z^{-2} + \dots + A_{n_a} z^{-n_a},$$

$$B(z^{-1}) = B_0 + B_1 z^{-1} + B_2 z^{-2} + \dots + B_{n_b} z^{-n_b},$$

$$C(z^{-1}) = I_p + C_1 z^{-1} + C_2 z^{-2} + \dots + C_{n_c} z^{-n_c}.$$

试设计一具有积分环节的控制器的，使闭环系统具有期望闭环极点 $\det A_m(z^{-1}) = 0$ 的控制器方程为

$$T(z^{-1})w(k) = G(z^{-1})y(k) + (1 - z^{-1})F(z^{-1})u(k), \quad (2.2)$$

式中, $w(k) \in R^p$ 为 p 维可测参考输入向量, $T(z^{-1})$ 、 $G(z^{-1})$ 、 $F(z^{-1})$ 为 $p \times p$ 维多项式矩阵:

$$F(z^{-1}) = I_p + F_1 z^{-1} + F_2 z^{-2} + \dots + F_{n_f} z^{-n_f},$$

$$G(z^{-1}) = G_0 + G_1 z^{-1} + G_2 z^{-2} + \dots + G_{n_g} z^{-n_g},$$

$$T(z^{-1}) = T_0 + T_1 z^{-1} + T_2 z^{-2} + \dots + T_{n_t} z^{-n_t}.$$

为确定控制器参数, 需求闭环系统方程. 利用 (2.1)、(2.2) 式, 闭环系统的输出方程可求得为

$$y(k) = z^{-d} [A(z^{-1}) + z^{-d}(1 - z^{-1})^{-1} B(z^{-1}) F^{-1}(z^{-1}) G(z^{-1})]^{-1} (1 - z^{-1})^{-1} B(z^{-1}) F^{-1}(z^{-1}) \cdot T(z^{-1}) w(k) + [A(z^{-1}) + z^{-d}(1 - z^{-1})^{-1} B(z^{-1}) F^{-1}(z^{-1}) G(z^{-1})]^{-1} \cdot C(z^{-1}) \varepsilon(k). \quad (2.3)$$

闭环特征方程为

$$\det \Delta = \det [(1 - z^{-1}) \tilde{F}(z^{-1}) A(z^{-1}) + z^{-d} \tilde{B}(z^{-1}) G(z^{-1})] = 0. \quad (2.4)$$

式中进行了伪交换: $\tilde{F}(z^{-1}) B(z^{-1}) = \tilde{B}(z^{-1}) F(z^{-1})$, $\det \tilde{F}(z^{-1}) = \det F(z^{-1})$,

$\det \tilde{B}(z^{-1}) = \det B(z^{-1})$, $\tilde{F}(z^{-1})$ 存在但不唯一. 那么, 式 (2.3) 可写成

$$y(k) = z^{-d} [(1 - z^{-1}) \tilde{F}(z^{-1}) A(z^{-1}) + z^{-d} \tilde{B}(z^{-1}) G(z^{-1})]^{-1} \tilde{B}(z^{-1}) T(z^{-1}) w(k) + [(1 - z^{-1}) \tilde{F}(z^{-1}) A(z^{-1}) + z^{-d} \tilde{B}(z^{-1}) G(z^{-1})]^{-1} (1 - z^{-1}) \tilde{F}(z^{-1}) C(z^{-1}) \varepsilon(k). \quad (2.5)$$

系统闭环后所求出的特征方程的阶次一般较 $A_m(z^{-1})$ 为高, 需作分解消去稳定因子. 现假设 $B(z^{-1}) = B^-(z^{-1}) B^+(z^{-1})$, $F(z^{-1}) = F'(z^{-1}) B^+(z^{-1})$, 则有 $\tilde{B}(z^{-1}) = \tilde{B}^+(z^{-1}) \tilde{B}^-(z^{-1})$, $\tilde{F}(z^{-1}) = \tilde{B}^+(z^{-1}) \tilde{F}'(z^{-1}) \tilde{F}'(z^{-1}) B^-(z^{-1}) = \tilde{B}^-(z^{-1}) \tilde{F}'(z^{-1})$, 其中 $B^+(z^{-1})$, $B^-(z^{-1})$, $\tilde{B}^+(z^{-1})$, $\tilde{B}^-(z^{-1})$ 分别为伪交换前后过程的稳定与不稳定零点. 考虑上述关系, (2.5) 式可进一步写成

$$y(k) = z^{-d} [(1 - z^{-1}) \tilde{F}'(z^{-1}) A(z^{-1}) + z^{-d} \tilde{B}^-(z^{-1}) G(z^{-1})]^{-1} \tilde{B}^-(z^{-1}) T(z^{-1}) w(k) + [(1 - z^{-1}) \tilde{F}'(z^{-1}) A(z^{-1}) + z^{-d} \tilde{B}^-(z^{-1}) G(z^{-1})]^{-1} (1 - z^{-1}) \tilde{F}'(z^{-1}) C(z^{-1}) \varepsilon(k). \quad (2.6)$$

由(2.6)式即可写出闭环极点配置方程

$$A_m(z^{-1}) = (1 - z^{-1})\tilde{F}'(z^{-1})A(z^{-1}) + z^{-d}\tilde{B}^-(z^{-1})G(z^{-1}). \quad (2.7)$$

阶次关系为 $\deg \tilde{F}'(z^{-1}) = n_b + d - 1$, $\deg G(z^{-1}) = n_a$,
 $\deg A_m(z^{-1}) \leq n_a + n_b + d - 1$.

为简化控制器结构, 令 $T(z^{-1}) = G(z^{-1})$, 则(2.2)式为

$$G(z^{-1})E(k) = (1 - z^{-1})F(z^{-1})u(k), \quad (2.8)$$

式中 $E(k) \triangleq w(k) - y(k)$.

2. 自校正控制算法

参数未知或慢变化时, 需在线辨识控制器参数. 将(2.7)式两边同乘 $y(k)$ 并考虑到(2.1)式即得自校正极点配置隐式算法:

$$\begin{aligned} A_m(z^{-1})y(k) &= (1 - z^{-1})\tilde{F}'(z^{-1})B(z^{-1})u(k-d) + \tilde{B}^-(z^{-1})G(z^{-1})y(k-d) \\ &= \tilde{B}^-(z^{-1})[F(z^{-1})\Delta u(k-d) + G(z^{-1})y(k-d)] = \bar{F}(z^{-1})\Delta u(k-d) + \bar{G}(z^{-1}) \\ &\quad y(k-d). \end{aligned} \quad (2.9)$$

若 B_0 不参加辨识, 则令 $x(k) \triangleq A_m(z^{-1})y(k) - B_0 \Delta u(k-d)$ 有

$$\begin{aligned} x(k) &= \bar{F}_1 \Delta u(k-d-1) + \cdots + \bar{F}_{n_f+n_b} \Delta u(k-d-n_f-n_b-) + \bar{G}_0 y(k-d) + \cdots + \\ &\quad \bar{G}_{n_g+n_b} y(k-d-n_g-n_b-). \end{aligned} \quad (2.10)$$

应用递推最小二乘法按 p 个子系统直接在线估计控制器参数, 其计算公式如下:

$$\hat{\theta}_i(k) = \hat{\theta}_i(k-1) + K(k)[x_i(k) - \hat{\theta}_i^T(k-1)\varphi(k-d)] \quad i=1, 2, \dots, p, \quad (2.11)$$

$$K(k) = P(k-1)\varphi(k-d) / [\alpha + \varphi^T(k-d)P(k-1)\varphi(k-d)], \quad (2.12)$$

$$P(k) = \frac{1}{\alpha} \left[P(k-1) - \frac{P(k-1)\varphi(k-d)\varphi^T(k-d)P(k-1)}{\alpha + \varphi^T(k-d)P(k-1)\varphi(k-d)} \right], \quad (2.13)$$

式中, $\hat{\theta} \triangleq [\hat{F}_1, \hat{F}_2, \dots, \hat{F}_{n_f+n_b-}, \hat{G}_0, \hat{G}_1, \dots, \hat{G}_{n_g+n_b-}]^T$,

$$\begin{aligned} \varphi^T(k-d) &\triangleq [\Delta u^T(k-d-1), \Delta u^T(k-d-2), \dots, \Delta u^T(k-d-n_f-n_b-), \\ &\quad y^T(k-d), \dots, y^T(k-d-n_g-n_b-)], \end{aligned}$$

α 为遗忘因子 ($0.9 \leq \alpha \leq 1$).

于是自校正控制律可求得为

$$\begin{aligned} u(k) &= u(k-1) + B_0^{-1}[-\hat{F}_1 \Delta u(k-1) - \cdots - \hat{F}_{n_f+n_b-} \Delta u(k-n_f-n_b-) \\ &\quad + \hat{G}_0 E(k) + \cdots + \hat{G}_{n_g+n_b-} E(k-n_g-n_b-)]. \end{aligned} \quad (2.14)$$

总结上述隐式算法的计算步骤如下:

- 1° 测量输出变量 $y(k)$;
- 2° 形成参数估计方程;
- 3° 由 (2.11) ~ (2.13) 式估计控制器参数;
- 4° 由 (2.14) 式计算控制律;
- 5° 返回1°, 重复执行上述过程.

几点注释:

注释1: 本算法由于估计的控制器参数中含有过程零点, 理论上讲只适用于最小相位系统. 对于非最小相位系统, 控制量发散. 但若采取适当措施改变零点分布, 如增大采样间隔和改变 d 值^[6,7], 或增大 B_0 , 或根据现场调试和运行经验对控制趋势进行判断, 引入智能化措施来修正控制量等, 均可克服上述发散现象, 使系统稳定工作. 实时调试结果表明, 上述措施是可行的.

注释2: 本算法在推导过程中, 未考虑随机干扰影响. 若将其计入, 则当预报模型的参数估计收敛时, 极点配置自校正调节规律将收敛于参数已知时的极点配置调节规律^[5].

注释3: 本算法由于在控制器中引入积分环节, 对阶跃输入信号可消除稳态误差. 由 (2.6)、(2.8) 式有

$$\begin{aligned}
 \lim_{k \rightarrow \infty} E(k) &= \lim_{z \rightarrow 1} (1 - z^{-1}) e(z) \\
 &= \lim_{z \rightarrow 1} (1 - z^{-1}) \{ I_p - z^{-d} [(1 - z^{-1}) \tilde{F}'(z^{-1}) A(z^{-1}) + z^{-d} \tilde{B}^-(z^{-1}) \\
 &\quad \cdot G(z^{-1})]^{-1} \tilde{B}^-(z^{-1}) G(z^{-1}) \} w(z) \\
 &= \{ I_p - [\tilde{B}^-(1) G(1)]^{-1} \tilde{B}^-(1) G(1) \} = 0,
 \end{aligned}$$

式中 $w(z) = (1 - z^{-1})^{-1} \tilde{I}_p$, $\tilde{I}_p = [1, 1, \dots, 1]^T$.

三、自适应算法的仿真研究

利用我们研制的多变量自适应控制计算机辅助设计软件包 AMCDSP^[8], 对罩式退火炉模型^[9]用本算法进行仿真研究, 其模型方程为

$$y(k) + A_1 y(k-1) + A_2 y(k-2) = B_0 u(k-2) + B_1 u(k-3) + \varepsilon(k), \quad (3.1)$$

式中

$$\begin{aligned}
 A_1 &= \begin{bmatrix} -0.56 & -0.021 & -0.022 \\ -0.25 & -0.54 & -0.024 \\ -0.12 & -0.20 & -0.64 \end{bmatrix}, & A_2 &= \begin{bmatrix} -0.23 & -0.041 & -0.027 \\ 0.087 & -0.17 & -0.052 \\ 0.06 & 0.12 & -0.17 \end{bmatrix}, \\
 B_0 &= \begin{bmatrix} 0.012 & 0.015 & 0.07 \\ 0.005 & 0.029 & 0.014 \\ 0.011 & 0.0069 & 0.026 \end{bmatrix}, & B_1 &= \begin{bmatrix} 0.009 & 0.012 & 0.003 \\ 0.004 & 0.024 & 0.013 \\ 0.004 & 0.001 & 0.014 \end{bmatrix}.
 \end{aligned}$$

现选两组不同的 $A_m(z^{-1})$ 进行仿真研究. 第一组 $A_m(z^{-1}) = (1 - 0.2z^{-1})^2 (1 -$

$0.5z^{-1})^2 I_p$, 第二组 $A_m(z^{-1}) = (1 - 0.5z^{-1})^3 (1 - 1.2z^{-1}) I_p$. 仿真时递推算法用最小二乘法, 参考输入 $w(k)$ 为方波信号, 周期为100步, 幅值为 ± 4.0 . 图1示出取第一组稳定极点时的系统输出 $y(k)$ 和控制量 $w(k)$ 波形, 图中可看出系统调节性能好且稳态无偏. 对第二组不稳定极点, 仿真结果表明系统输出发散 (图略). 可见正确选择闭环极点非常重要. 当参考输入信号为斜坡信号, 加有干扰噪声时, 仿真结果表明本算法仍有较好的调节和跟踪性能.

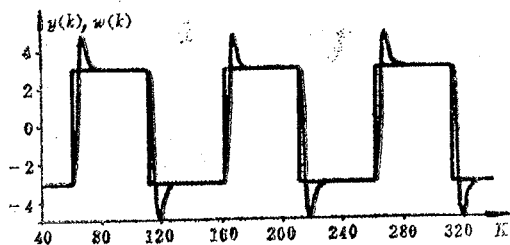


图1 $A_m(z^{-1}) = (1 - 0.2z^{-1})^2 (1 - 0.5z^{-1})^2 I_p$ 时的输入输出波形

四、罩式退火炉微机控制系统设计

本文给出的多变量极点配置自校正调节器已在某钢铁公司罩式退火炉微机群控系统中应用成功. 以下对其硬、软件设计作简要介绍.

1. 硬件系统构成

图2是该微机群控系统框图. 三组分度号为EU的热电偶分别测得退火炉三点温度, 其热电势经前置放大器放大由AD板(MS-1211)采样送至微机(BCM-ⅢA), 再用自校正控制算法求得当前控制量 $u(k)$, 由DA板模出去控制可控硅调功器的输出功率, 对炉温进行调节. 为了便于调试与控制可靠, 硬件电路中设计了“微机/仪表相互切换”电路、“故障报警”电路等. 切换电路还向1*PIO送出相应电平, 供主机查询当前工作炉号用, 具有一电路两功能作用. 在本系统中DA的模出电平为0~10V, 而调功器的输入为0~10mA, 为此设计了V/I转换电路, 其转换精度为千分之二.

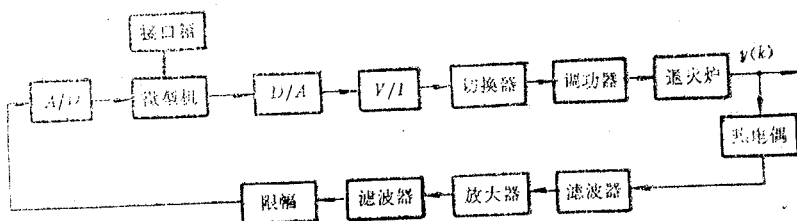


图2 罩式退火炉微机群控系统框图

计算机控制系统抗干扰能力的强弱是系统能否正常运行的关键. 本系统采取了以下措施来提高抗干扰能力. 首先对交流电源进行稳压、滤波, 对输入电压信号进行高低频滤波, 信号线采用屏蔽双绞线, 其屏蔽层接计算机自埋地线; 数据地浮空; 所有设备的电源变压器屏蔽层、主机、打印机、CRT、磁盘驱动器外壳均接车间电网地, 以增强抗干扰能力, 并保证整机的安全可靠运行. 实践表明, 系统抗干扰能力强.

2. 应用软件结构及设计

本软件系用Z-80汇编语言编写,其运算数据格式为五字节浮点数.整个控制软件采用模块结构,由主程序库、功能子程序库和基本子程序库组成.三个程序库是三个独立的模块,各模块间数据传递通过公用数据区来实现,从而把复杂的变量和参数的运算问题转化为简单的数据区的管理问题了.

为了使本软件系统便于调试和在线修改参数和变量,在程序中还定义了一些可调参数和变量,如系统的维数 p 、对象模型的阶次、采样周期、打印间隔、参考信号等.图3

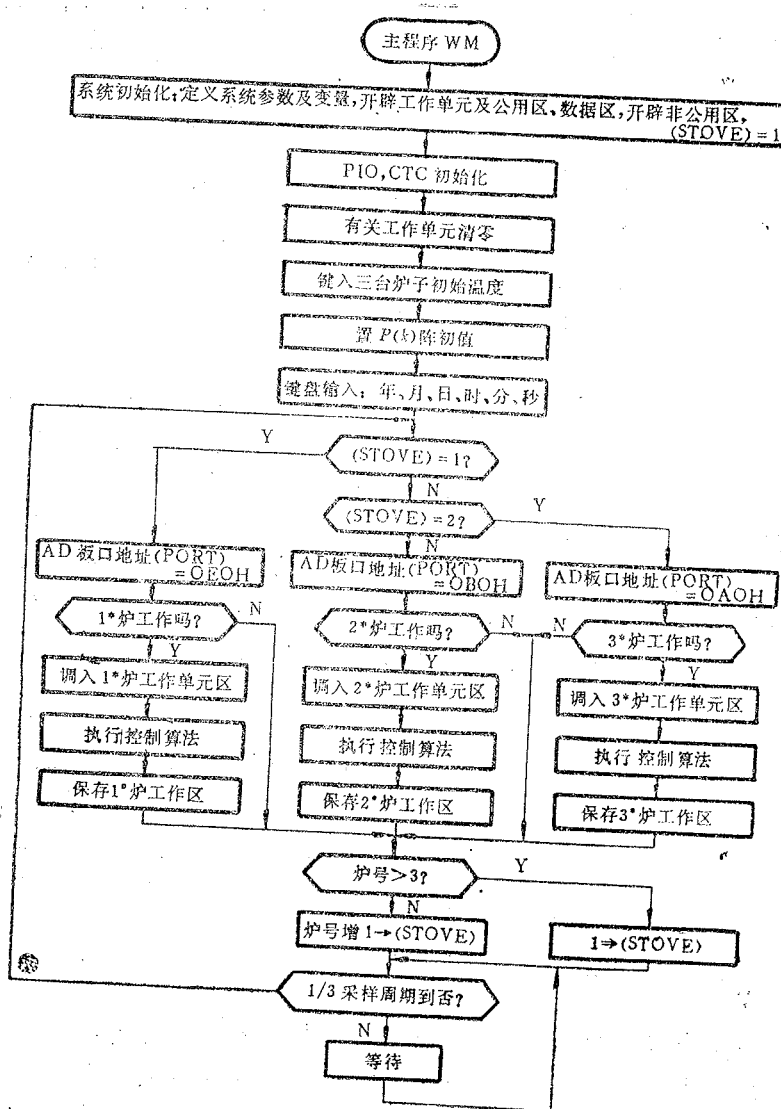


图 3: 主程序框图

是本应用软件的主程序框图。由于被控对象为三台炉子,故本应用软件设计成群控系统,原则上可适用于任意台炉的群控。

五、实时控制结果

本算法是多变量极点配置自校正隐式算法,要辨识的控制器参数多,不易判断原模型参数的变化趋势,难以获得指导调试和实控中需要确定的信息,使得诸如闭环极点最佳值的选择、控制量加权阵 B_0 的确定、采样周期 T_0 和时延 d 值的选取等,均需在实控中确定。经现场调试,选择 $T_0 = 30$ 秒, $d = 4 \sim 5$ 较好。

轧辊退火炉为一非线性慢时变系统,因此尽管采取增大 T_0 、 B_0 等措施,被控过程有时仍有可能会出现非最小相位情况,引起控制量增大炉温上升过高。在实际控制中采取下列方法来解决这一问题。根据试调和运行中的经验和炉温变化趋势及在线估计过程模型零点,分析其参数之间的相互关系,判断其工作状况是否正常。当出现异常状况时即自动调整参数和控制量,用前一时刻的数据或事先存储的某一组稳定参数来取代当前参数,并对控制量进行修正,从而保证了系统稳定可靠运行。采用上述智能化措施后的实控结果表明,控温精度提高,系统鲁棒性也增加了。

为了比较不同算法的控温效果,图4给出了仪表PID和本算法的微机控温记录曲线。由图可见,仪表PID控温曲线的温差在升温段大于 $\pm 10^\circ\text{C}$,而本算法的温差在恒温段 $\leq \pm 1.5^\circ\text{C}$,升温段 $\leq \pm 3.0^\circ\text{C}$,炉内温度场不均匀度在 $\pm 3^\circ\text{C}$ 以内,达到了当前国际上先进工业国家同类炉型的控温水平。

六、结 论

本文提出的有积分环节的多变量极点配置自校正调节器结构简单,在线计算量小,适用于一类慢时变最小相位系统。在实时控制中由于采用了一些智能化措施,即使出现非最小相位情况仍能保证系统稳定工作。系统抗干扰能力强,鲁棒性好,控温精度高,炉内温度场不均匀度小,因而提高了轧辊退火质量,节约能源,有较好的经济效益。

参 考 文 献

- [1] 舒迪前、刘宏才、刘立、杨卫东,计算机控制电加热炉多变量自校正调节器,控制理论与应用,3: 4, (1986), 115-121.
- [2] 舒迪前、尹怡欣、刘宏才,具有通用性能指标的多变量自校正控制器,控制理论与应用,4: 1, (1987), 18-29.

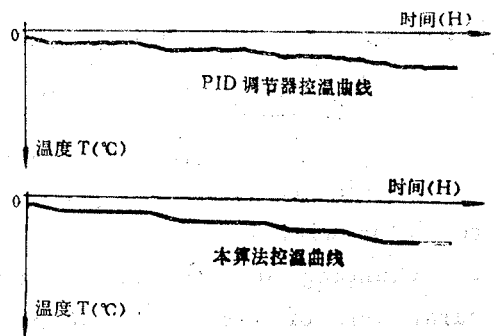


图4 两种算法的温度曲线

- [3] 黄程阳、舒迪前, 一类多变量自校正控制器及其收敛性分析, 北京钢铁学院学报, 1, (1986), 94-106.
- [4] Astrom, K. J. and B. Wittenmark, Self-tuning Controller Based on Pole Zero Placement, IEE Proc. D, 127:3, (1980), 120-130.
- [5] Prager, D. L. and P. E. Wellstead, Multivariable Pole Assignment Self-tuning Regulators, IEE Proc. D, 128: 9, (1982), 9-18.
- [6] 舒迪前、刘立, 多变量自校正调节器及其在电加热炉上的应用, 自动化学报, 11: 1, (1985), 21-29.
- [7] Astrom, K. J. and Wittenmark, B., The Self-tuning Regulators Revisited, 7th IFAC Symp. on Identification, (1985), XXV.
- [8] CCSCAD协作组编, 中国控制系统计算机辅助设计软件包(CCSCAD)资料汇编, 中国科学院系统科学研究所, 北京, (1986).
- [9] 郑福建、刘宏才、王京、吴保亮、舒迪前, 微型计算机在罩式退火炉数学模型建立中的应用, 特殊钢, 2, (1986), 56-68.

Multivariable Pole Assignment Self-tuning Regulator with Integrator and Its Application to Cover Annealing Furnaces

Wang Jing, Shu Diqian, Wu Baoliang, Zhen Fujian,
and Liu Hongcai

(Department of Automatic Control, Beijing University of
Iron and Steel Technology)

Abstract

In this paper, a multivariable pole assignment self-tuning regulator with an integrator is proposed. The algorithm, according to changing of the plant model, can directly estimate the parameters of the regulator on line so that the closed-loop poles of the system are turned in the expected zone of z -plane. Meanwhile, it can eliminate steady state deviation to step input signal. This algorithm has been applied to a microcomputer adaptive temperature control system for a group of cover annealing furnaces with 3 inputs and 3 outputs in an iron and steel company. Real-time control results indicate that control deviation and temperature distribution nonuniformity are much better than that of the instrument PID regulator. In the end, simulation results of the algorithm and the design of the microcomputer group control system are also given.