

工业过程运行的解耦 内模控制方法

周平¹ 柴天佑^{1,2} 陈通文³

摘要 工业过程运行控制的目的是实现反映过程整体运行性能的工艺指标. 将常规解耦内模控制 (Internal model control, IMC) 进行推广, 提出了优化过程运行的解耦 IMC 方法. 通过对广义解耦内模控制器的设计获得了具有高维解耦能力、鲁棒稳定性和抗干扰能力强的回路设定模型. 该模型能够响应系统的各种不确定性和干扰, 对回路设定值进行调整, 通过控制回路的输出跟踪调整后的设定值, 从而实现期望的工艺指标. 磨矿回路运行的解耦 IMC 设计实例及仿真验证了所提方法的有效性.

关键词 过程运行, 解耦内模控制, 回路设定, 磨矿回路, 工艺指标
中图分类号 TP.13

Decoupling Internal Model Control Method for Operation of Industrial Process

ZHOU Ping¹ CHAI Tian-You^{1,2} CHEN Tong-Wen³

Abstract In industrial process operation, the purpose of control is to achieve the desired technique indices (TIs) which represent the performance of process operation. In this paper, an extended decoupling internal model control (IMC) method for optimal operation of industrial process is proposed. Via designing a generalized internal model controller, a control loop setting model is obtained, which has characteristics of high dimension decoupling, good robust stability and strong disturbance rejection. This setting model can auto-adjust the setpoints of lower level controllers in response to process uncertainties and disturbances. As long as the outputs of the basic loop track their adjusted setpoints, the desired TIs are achieved. An application in grinding circuit and several simulation studies are presented to demonstrate the proposed control approach.

Key words Process operation, decoupling internal model control (IMC), control loop setting, grinding circuit, technique indices

在过去的半个多世纪, 控制理论上的发展已在工业过程的底层控制进行了成功应用. 但是, 从过程工程的角度看, 自

动控制的目标不仅仅是保证被控变量控制在设定点上或很好地跟踪动态设定点的变化, 而是要控制反映过程整体运行性能的产品质量、产量等指标在工艺目标范围内^[1-5]. 工艺指标与底层控制的过程变量之间有着密切联系, 但其关系往往表现为多变量、强耦合、多时滞及时变等复杂特性, 因而单底层回路控制难以实现过程的优化运行^[3-5]. 在这种情况下就必须寻找能够对工艺指标进行有效控制的方法.

在化工过程, 采用了自优化控制和实时优化控制等方法来实现过程的优化运行^[1, 6-8]. 由于这些方法基于过程稳态模型, 忽略了过程中广泛存在的动态特性, 并且只有系统达到稳态时才进行优化与控制, 因而控制过程存在较大的时滞^[2]. 针对工艺指标上层 (全局) 优化或领域专家给出期望值的特定工业过程, 过程运行控制通常采用图 1 所示的分层控制策略^[2-5]. 回路控制系统用于与工艺指标 R 有密切关系的关键过程变量 Y 的连续稳定控制, 通常采用简单且鲁棒性好的多回路 PID 控制技术, 其操作变量 U 为阀门开度、变频器频率等可调物理量. 回路设定系统根据工艺指标期望值 R^* , 综合考虑各种系统干扰 D 和过程约束 S , 给出回路控制系统的适宜设定值 Y^* . 回路设定系统是过程运行控制的核心和设计难点. 这是因为指标和回路控制的过程变量间往往表现为多变量、强耦合特性, 这就要求设计的回路设定系统具有良好的高维解耦能力, 并对系统广泛存在的多时滞特性具有较好的补偿作用. 另外, 工业过程又不时受各种系统干扰和测量噪声的影响, 这就要求设计的回路设定系统具有很强的鲁棒稳定性和容错能力, 在指标因为过程干扰而发生动态偏移时能对回路设定值进行及时调整和修正. 已有的回路设定系统设计方法主要有基于神经网络、模糊推理、案例推理及专家系统等智能方法^[2-5]. 由于这些方法因过程而异, 且理论性较弱, 因而减少了其参考使用价值.

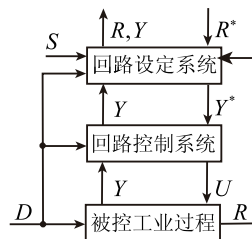


图 1 过程运行的分层控制策略

Fig 1 Hierarchical control strategy of process operation

另一方面, 作为一种新兴的多变量控制算法, 解耦内模控制 (Internal model control, IMC)^[9-12] 理论在工业过程的底层控制受到了广泛关注. 相对于模型预测控制 (Model Predictive control, MPC) 等多变量控制算法^[1], 解耦 IMC 算法同样能对多变量、强耦合对象有良好的高维解耦能力, 对过程存在的多时滞具有很好的补偿作用, 并且控制系统响应速度快、鲁棒稳定性好、抗干扰能力强以及因设置有滤波器而能对系统鲁棒性能进行显示设计等优点. 因而解耦 IMC 具备了求解上述运行控制问题的理论基础.

本文对常规解耦 IMC 技术进行推广, 提出了过程运行的解耦 IMC 方法. 给出了磨矿回路^[5, 13] 运行控制的解耦 IMC 设计实例, 论述了控制系统的详细设计过程, 并采用频域加权递推最小二乘 (Recursive least squares, RLS) 模型降阶技术对设计过程进行了简化. 最后, 通过仿真实验分析了控制系统的解耦性能、鲁棒稳定性, 以及在干扰和噪声作用下对工艺指标的控制效果.

收稿日期 2008-06-30 收修改稿日期 2009-01-03

Received June 30, 2008; in revised form January 3, 2009

国家重点基础研究发展计划 (973 计划) (2009CB320600), 国家自然科学基金重点项目 (60534010), 国家高技术研究发展计划 (863 计划) (2007AA041405), 国家创新研究群体科学基金项目 (60521003), 高等学校学科创新引智计划项目 (B08015) 资助

Supported by National Basic Research Program of China (973 Program) (2009CB320600), State Key Program of National Natural Science Foundation of China (60534010), National High Technology Research and Development Program of China (863 Program) (2007AA041405), Funds for Creative Research Groups of China (60521003), and the 111 Project (B08015)

1. 东北大学自动化研究中心 沈阳 110004 2. 东北大学流程工业综合自动化教育部重点实验室 沈阳 110004 3. 阿尔伯特大学电子与计算机工程系 埃德蒙顿 T6G 2V4, 加拿大

1. Research Center of Automation, Northeastern University, Shenyang 110004, P.R. China 2. Key Laboratory of Integrated Automation of Process Industry (Northeastern University), Ministry of Education, Shenyang 110004, P.R. China 3. Department of Electrical and Computer Engineering, University of Alberta, Edmonton T6G 2V4, Canada

DOI: 10.3724/SP.J.1004.2009.01362

1 过程运行的解耦 IMC 方法

1.1 控制策略

过程运行的解耦 IMC 策略如图 2 所示. 它具有图 1 常规运行控制的层次结构, 即控制系统由底层回路控制系统和上层回路设定系统构成. 同时, 图 2 也具有典型 IMC 结构, 即过程、模型及内模控制器. 不同的是, 模型是运行指标模型, 而不是常规过程模型. 另外, 内模控制器由于包含上层回路设定模型和底层回路控制系统, 因而称为“广义内模控制器”.

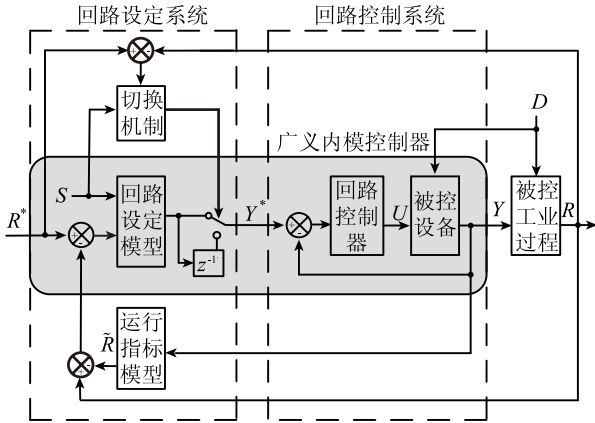


图 2 过程运行的解耦 IMC 控制策略

Fig. 2 Decoupling IMC strategy for process operation

运行指标模型用于预测控制回路的输出 Y 对工艺指标 R 的影响, 即实现式 (1) 的动态关系

$$R = f(Y, D) \tag{1}$$

式中, $f(\cdot)$ 为未知动态函数, 随过程干扰 D 的变化而变化.

广义内模控制器用于逼近运行指标模型的动态逆, 即实现如下动态关系

$$Y = f^{-1}(R^*, D) \tag{2}$$

这分两步完成, 首先是 $R^* \rightarrow Y^*$, 这由回路设定模型通过实现式 (3) 的动态映射关系来完成

$$Y^* = f_0(R^*, D) \tag{3}$$

其次是 $Y^* \rightarrow Y$, 这由广义内模控制器的底层控制回路通过对 Y^* 的定值跟踪完成. 另外, 广义内模控制器设置有低通滤波器, 用于在运行指标模型与实际过程失配和扰动存在的情况下, 提高系统的鲁棒性, 并且可通过修改滤波器时间常数对控制系统的鲁棒性和响应速度进行显示设计.

过程运行控制的目的是要控制反映过程整体运行性能的产品质量、产量等指标在工艺目标范围或最优区间内^[1-5], 于是对工艺指标 R 进行区间优化控制. 当 $R \in (R^* - \Delta R, R^* + \Delta R)$ (ΔR 为指标偏差限值), 即 R 在工艺目标范围内时, 认为 R 是优的, 或者说过程运行是优的, 此时不进行回路设定值 Y^* 的更新. 反之, 要采用解耦 IMC 算法对 Y^* 进行调节. 图 2 运行控制系统的切换机制就是为实现指标的这种区间优化控制思想而设立的. 另外, 为了防止对 Y^* 的调整幅度过大, Y^* 求解必须采用约束条件 S 进行约束.

1.2 扩展解耦 IMC

设 G 、 \tilde{G} 分别表示图 3 所示扩展解耦 IMC 系统的运行过程和运行指标模型的传递函数矩阵式, K_C 、 K_S 分别表示回路控制系统和回路设定模型的传递函数式, 而 $K = K_C K_S$ 称为广义内模控制器. 假定 $G(s)$ 为稳定、非奇异 m 阶方阵, 从而通过 IMC 结构进行稳定解耦是可行的^[9-10], 不妨设

$$G(s) = \begin{bmatrix} g_{11}(s) & \cdots & g_{1m}(s) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{m1}(s) & \cdots & g_{mm}(s) \end{bmatrix} \tag{4}$$

式中, $g_{ij}(s) = g_{ij0}(s)e^{-\tau_{ij}s}$, 且 $g_{ij0}(s)e^{-\tau_{ij}s}$ 为严格真且稳定的传递函数式, $\tau_{ij} \geq 0$.

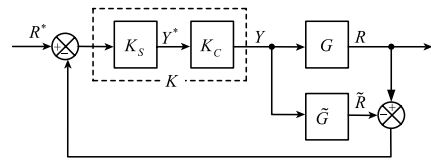


图 3 扩展的解耦 IMC

Fig. 3 Extended decoupling IMC

对于 SISO 回路控制的底层控制系统, K_C 为一对方阵, 不妨设其为

$$K_C = \text{diag}\{k_{c,11}(s), \dots, k_{c,ii}(s), \dots, k_{c,mm}(s)\} \tag{5}$$

且 K_C 中的元素 $k_{c,ii}(s)$ 具有如下的通用形式

$$k_{c,ii}(s) = \frac{n_{c,ii}(s)e^{-\tau_{ij}s}}{d_{c,ii}(s) + n_{c,ii}(s)e^{-\tau_{ij}s}} \tag{6}$$

式中, $n_{c,ii}(s)$ 和 $d_{c,ii}(s)$ 为关于 s 的标量多项式. 定义 $k_{c,ii}$ 的时滞为 $\tau(k_{c,ii}) = \tau_{ij}$, 另外, 设回路设定模型的传递函数矩阵为

$$K_S(s) = \begin{bmatrix} k_{s,11}(s) & \cdots & k_{s,1m}(s) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ k_{s,m1}(s) & \cdots & k_{s,mm}(s) \end{bmatrix} \tag{7}$$

广义内模控制器 $K(s)$ 表示为

$$K(s) = K_C(s)K_S(s) = \begin{bmatrix} k_{11}(s) & \cdots & k_{1m}(s) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ k_{m1}(s) & \cdots & k_{mm}(s) \end{bmatrix} \tag{8}$$

不难得到图 3 所示扩展 IMC 系统的闭环传递函数为

$$H(s) = G(s)K(s)[I + G(s)K(s) - \tilde{G}(s)K(s)]^{-1} \tag{9}$$

当 $G(s) = \tilde{G}(s)$ 时, 可推出

$$H(s) = G(s)K(s) = GK \tag{10}$$

因此, 式 (10) 的闭环系统可解耦等价于 GK 可解耦, IMC 系统稳定等价于 K 稳定. 不妨设 $GK = \text{diag}\{h_{ii}\}$, 及 G^{ij} 是 $G(s)$ 中 $g_{ij}(s)$ 对应的代数余子式, 那么有

$$\begin{cases} k_{ii} = \frac{G^{ii}h_{ii}}{|G|} \\ k_{ji} = \frac{G^{ij}k_{ii}}{G^{ii}}, \quad \forall i, j \in m, i \neq j \end{cases} \tag{11}$$

以及

$$GK = \text{diag}\{h_{ii}\} = \text{diag}\left\{\frac{|G|k_{ii}}{G^{ii}}\right\} \quad (12)$$

可以看出, K 的对角元素唯一决定非对角元素, 而理想闭环传递函数矩阵 $H = GK$ 只包含控制器的对角元素 k_{ii} . 然而, 式 (11)、(12) 基于 $|G|/G^{ii}$ 推导出的可实现 k_{ii} 可能导致不可实现或不稳定的非对角控制器 $k_{ji}, j \neq i$, 这就意味着可实现的 k_{ji} 可能需要附加时滞和非最小相位零点到 k_{ii} .

为了使 K 可实现, 文献 [9] 导出了常规解耦内模控制器对角元素的时滞和非最小相位零点必须满足的条件. 采用类似方法, 本文对广义解耦内模控制器可实现的时滞和非最小相位零点要求进行如下推导:

由式 (5)、(7)、(8) 可得

$$\begin{cases} k_{s,ii} = \frac{k_{ii}}{k_{c,ii}} \\ k_{s,ji} = \frac{k_{ji}}{k_{c,jj}} \end{cases} \quad (13)$$

K_S 可稳定实现, 必须满足 $\tau(k_{s,ij}) \geq 0$, 否则 $k_{s,ij}$ 将物理上不可实现. 由式 (11) 及式 (13) 有

$$\tau(k_{s,ij}) = \tau(k_{ii}) + \tau(G^{ij}) - \tau(G^{ii}) - \tau(k_{c,jj}) \geq 0 \quad (14)$$

即 $\tau(k_{ii}) \geq \tau(G^{ii}) + \tau(k_{c,jj}) - \tau(G^{ij})$, 或满足

$$\tau(k_{ii}) \geq \tau(G^{ii}) + \max_{j \in m} \tau(k_{c,jj}) - \min_{j \in J_i} \tau(G^{ij}) \quad (15)$$

式中, $J_i \triangleq \{j \in m | G^{ij} \neq 0\}$. 式 (15) 体现了广义内模控制器的对角元素必须包含的最小值.

同理, 可得解耦后的对角闭环传递函数 $H = GK$ 的元素 h_{ii} 的时滞应满足

$$\tau(h_{ii}) \geq \tau(|G|) + \max_{j \in m} \tau(k_{c,jj}) - \min_{j \in J_i} \tau(G^{ij}) \quad (16)$$

下面考虑广义内模控制器对非最小相位零点的要求. K_s 可稳定实现, 必须满足 $\eta_z(k_{s,ji}) \geq 0, z \in \mathbf{C}^+$, 否则 $k_{s,ji}$ 将包含右半平面极点, 其中 $\eta_z(\varphi)$ 是使 $\lim_{s \rightarrow z} \varphi(s)/(s-z)^{\rho}$ 存在且不为零的整数 ρ, \mathbf{C}^+ 表示右半复平面. 从而由式 (11) 及式 (13) 可得 $\eta_z(k_{ii}) \geq \eta_z(G^{ii}) + \eta_z(k_{c,jj}) - \eta_z(G^{ij})$, 或满足

$$\eta_z(k_{ii}) \geq \eta_z(G^{ii}) + \eta_z(k_{c,jj}) - \min_{j \in J_i} \eta_z(G^{ij}), \forall z \in \mathbf{C}^+ \quad (17)$$

G 稳定, 则 G^{ij} 稳定, 从而有 $\min_{j \in J_i} \eta_z(G^{ij}) \geq 0$, 所以 $\eta_z(G^{ii}) + \eta_z(k_{c,jj}) - \min_{j \in J_i} \eta_z(G^{ij}) \leq \eta_z(G^{ii} k_{c,jj})$. 又 $\eta_z(G^{ii}) - \min_{j \in J_i} \eta_z(G^{ij}) \geq 0$ 以及 $\eta_z(k_{c,jj}) \geq 0$, 从而 $\eta_z(G^{ii}) + \eta_z(k_{c,jj}) - \min_{j \in J_i} \eta_z(G^{ij}) \geq \eta_z(k_{c,jj}) \geq 0$. 所以有 $0 \leq \eta_z(G^{ii}) + \eta_z(k_{c,jj}) - \min_{j \in J_i} \eta_z(G^{ij}) \leq \eta_z(G^{ii} k_{c,jj})$. 这表明, k_{ii} 不需要有 $z \in Z_{G^{ii} k_{c,jj}}^+$ 以外的非最小相位零点, 其中 Z_{φ}^+ 是函数 $\varphi(s)$ 的不稳定零点集合. 因此, 可进一步得 k_{ii} 的非最小相位零点必须满足 $\eta_z(k_{ii}) \geq \eta_z(G^{ii}) + \eta_z(k_{c,jj}) - \min_{j \in J_i} \eta_z(G^{ij}), z \in Z_{G^{ii} k_{c,jj}}^+$, 或者

$$\eta_z(k_{ii}) \geq \eta_z(G^{ii}) + \max_{j \in m} \eta_z(k_{c,jj}) - \min_{j \in J_i} \eta_z(G^{ij}), z \in Z_{G^{ii} k_{c,jj}}^+ \quad (18)$$

同理, 可得 H 的对角元素 h_{ii} 的非最小相位零点应满足

$$\eta_z(h_{ii}) \geq \eta_z(|G|) + \max_{j \in m} \eta_z(k_{c,jj}) - \min_{j \in J_i} \eta_z(G^{ij}), z \in Z_{|G| k_{c,jj}}^+ \quad (19)$$

为了获得最优性能的 K , 通常 h_{ii} 取如下形式^[9]

$$h_{ii}(s) = e^{-\tau(h_{ii})s} \prod_{z \in Z_{|G|}} \left(\frac{z-s}{z+s} \right)^{\eta_z(h_{ii})} f_i(s) \quad (20)$$

式中, $f_i(s) = 1/(\alpha_i s + 1)^{\beta_i}$ 为滤波器, α_i 是滤波器时间常数, 参数 β_i 为正整数, 通常取 $\beta_i = 1$. 另外, 式 (20) 中的相关参数取值为

$$\begin{cases} \tau(h_{ii}) = \tau(|G|) + \max_{j \in m} \tau(k_{c,jj}) - \min_{j \in J_i} \tau(G^{ij}) \\ \eta_z(h_{ii}) = \eta_z(|G|) + \max_{j \in m} \eta_z(k_{c,jj}) - \min_{j \in J_i} \eta_z(G^{ij}) \end{cases} \quad (21)$$

h_{ii} 确定后, 广义内模控制器的对角元素 k_{ii} 和非对角元素 k_{ji} 即可由式 (11) 确定, 而回路设定模型 K_S 可由式 (13) 进行求解. 由于 K_C 为稳定对角方阵, 从而由式 (13) 求得的 K_S 与 K 具有同样的最优性能.

1.3 鲁棒稳定性分析

在 $G(s) = \tilde{G}(s)$ 的标称情况下, 图 3 所示的扩展 IMC 结构为开环控制方式, 由于 G 和 K_C 稳定, 并且设计的 K 也是稳定正则的, 所以 K_S 及整个运行控制系统能够保持稳定. 在实际过程控制中, 由于被控对象的各种不确定性, 并不能精确建立过程模型, 因而还必须确保系统的鲁棒稳定性. 当被控过程存在不确定性时, 最常见的是加性不确定性和乘性不确定性^[10, 14], 图 4 为具有加性、乘性输入和输出不确定性的扰动扩展 IMC 系统结构. 其中加性不确定性可视为被控过程辨识参数的不确定性, 用于描述不确定性集合 $\Pi_A = \{G_A(s) | G_A(s) = G(s) + \Delta_A\}$; 乘性输入不确定性可视为底层回路控制系统的确定性, 用于描述不确定性集合 $\Pi_I = \{G_I(s) | G_I(s) = G(s)(I + \Delta_I)\}$; 乘性输出不确定性可视为工艺指标测量传感器的不确定性, 用于描述不确定性集合 $\Pi_O = \{G_O(s) | G_O(s) = (I + \Delta_O)G(s)\}$. 需要指出, 这里 $\Delta_A, \Delta_I, \Delta_O$ 都是稳定正则的.

文献 [10] 利用小增益定理与多变量广义 Nyquist 稳定判据之间的等价关系^[12, 14], 给出了存在上述不确定性的常规多变量内模控制系统保持鲁棒稳定性的基于谱半径的充要条件. 采用类似的推导方法可以推出图 4 具有过程加性、乘性输入和输出不确定性的扩展 IMC 系统保持鲁棒稳定性的充要条件为

$$\rho(K_C K_S (I + G K_C K_S - \tilde{G} K_C K_S)^{-1} \Delta_A) < 1, \forall \omega \quad (22)$$

$$\rho(K_C K_S (I + G K_C K_S - \tilde{G} K_C K_S)^{-1} G \Delta_I) < 1, \forall \omega \quad (23)$$

$$\rho(G K_C K_S (I + G K_C K_S - \tilde{G} K_C K_S)^{-1} \Delta_O) < 1, \forall \omega \quad (24)$$

当对象模型与标称过程匹配时, 充要条件 (22) ~ (24) 可分别简化为

$$\rho(K_C K_S \Delta_A) < 1, \forall \omega \quad (25)$$

$$\rho(K_C K_S G \Delta_I) < 1, \forall \omega \quad (26)$$

$$\rho(G K_C K_S \Delta_O) < 1, \forall \omega \quad (27)$$

所以, 对于在实际中指定的乘性和加性不确定性可以方便地利用式 (25) ~ (27) 判定扩展 IMC 系统的鲁棒稳定性.

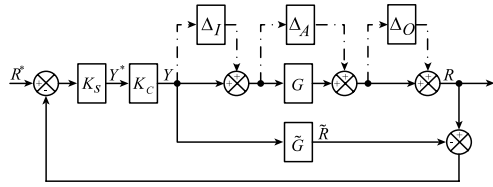


图 4 具有过程加性、乘性输入和输出不确定性的摄动 IMC 系统结构
Fig. 4 Perturbed IMC system structure with the process additive, multiplicative input, and out uncertainties

2 磨矿回路运行的解耦 IMC设计实例

2.1 磨矿回路系统描述

磨矿回路作业是选矿过程的关键工序, 其任务就是将大颗粒矿石磨碎到一定粒度, 使其与脉石单体解离, 以利于后续选别作业对有用矿物进行有效提取^[5, 13]. 针对图 5 所示的磨矿回路对象, 文献 [13] 建立了表示其动态特性的双输入双输出传递函数模型, 即

$$\begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-0.425e^{-1.52s}}{11.7s + 1} & \frac{0.1052(47.1s + 1)}{11.5s + 1} \\ \frac{2.977}{5.5s + 1} & \frac{1.063e^{-2.26s}}{2.5s + 1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} \quad (28)$$

式中, r_1, r_2 为该过程运行的两个重要工艺指标, 分别表示磨矿产品粒度和磨机台时处理量. r_1 通常以 -104 目分数表示, 它是该过程最为重要的质量指标, 直接影响着选矿生产精矿品味的好坏和金属回收率的高低. r_2 是体现磨矿生产效率的关键指标, 以每分钟通过磨机的矿浆量表示 (kg/min). y_1 (kg/min) 和 y_2 (kg/min) 为制约 r_1, r_2 好坏的关键过程变量, 分别表示磨机新给矿量和泵池加水量. 另外, 影响磨矿系统运行性能的主要干扰因素为原矿石硬度及粒度大小的波动.

2.2 回路控制系统设计

图 5 所示磨矿回路系统的控制回路主要包括用于控制 y_1, y_2 的主控制回路, 其操作变量分别为给矿机频率 u_1 和泵池加水阀门开度 u_2 . 另外, 还设有一个通过调节底流泵频率 v_2 来控制泵池液位 γ_2 的超松弛本地控制回路, 以及一个与 y_1 控制回路构成比值控制的磨机加水 γ_1 本地控制回路, 其操作变量为磨机加水阀门开度 v_1 .

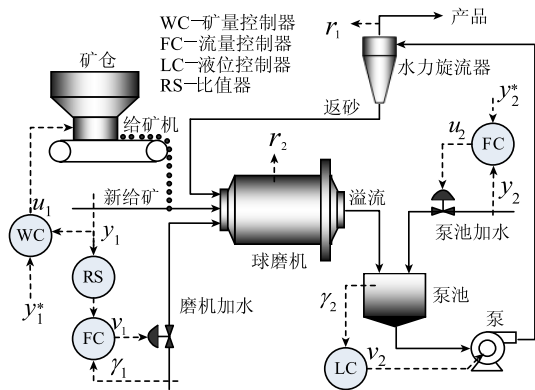


图 5 磨矿回路系统示意图

磨机给矿是由矿仓下给矿机经皮带轮转动带出, 再由输送皮带传给球磨机, 因而过程反应较慢. 通常采用

一阶惯性加纯滞后模型对其进行近似. 泵池加水过程响应较快, 且动态特性具有惯性效应, 通常采用一阶惯性模型对其进行近似. 建立的 y_1, y_2 过程对象模型分别为 $y_1(s) = e^{-0.2s}u_1(s)/(2s + 1)$, $y_2(s) = u_2(s)/(s + 1)$. 采用 IMC 整定方法得到 y_1, y_2 控制回路的 PI 控制器分别为 $k_{u1}(s) = (10s + 5)/6s$, $k_{u2}(s) = (2s + 2)/s$. 从而回路控制系统 K_C 可用如下的对角闭环传函矩阵表示

$$K_C = \text{diag} \left\{ \frac{5e^{-0.2s}}{6s + 5e^{-0.2s}}, \frac{2}{s + 2} \right\} \quad (29)$$

2.3 回路设定系统设计

显然, 式 (28) 描述的磨矿回路输入输出变量之间具有多变量、多时滞特征, 并且是强耦合的.

记式 (28) 的传递函数为 $G(s)$, 则其行列式为

$$|G| = \frac{-0.4518e^{-3.78s}}{(11.7s + 1)(2.5s + 1)} + \frac{-0.3132(47.1s + 1)}{(11.5s + 1)(5.5s + 1)} \quad (30)$$

令 $\phi(s) = |G|$, 注意到 $G(s)$ 为稳定方阵且非奇异, 因而通过 IMC 对其进行稳定解耦是可行的, 但是 $\phi(s)$ 为复杂的高阶形式, 采用上述解耦 IMC 算法不便于对其提取时滞和非最小相位零点. 因此, 首先采用频域加权递推最小二乘 (RLS) 模型降阶技术对其进行简化.

2.3.1 基于频域加权 RLS 的模型降阶

频域加权 RLS 进行模型降阶的原则就是使式 (32) 定义的近似误差 e 最小化

$$e = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \left| \mu(j\omega_k) \hat{\phi}(j\omega_k) - \mu(j\omega_k) \phi(j\omega_k) \right|^2 \quad (31)$$

式中, $\mu(j\omega_k) = 1/(j\omega_k)$ 表示单位阶跃激励信号, 而降阶模型 $\hat{\phi}(j\omega_k)$ 为如下的二阶加纯滞后形式

$$\hat{\phi}(s) = \frac{b_2e^2 + b_1s + b_0}{a_2s^2 + a_1s + 1} e^{-Ls} \quad (32)$$

式中, $\theta = [a_1 \ a_2 \ b_0 \ b_1 \ b_2]^T$ 为待估参数, L 为待辨识时滞.

由于式 (32) 包含了待估计的未知时滞 L , 这使得要解决的降阶问题存在非线性. 但是, 对于某一指定时滞 L , 可以将原问题转变为用有理函数 $\hat{\phi}_0(s) = \hat{\phi}(s)e^{Ls}$ 来近似被修正过程 $\phi_0(s) = \phi(s)e^{Ls}$. 如果给定 L 的估计范围, 以上问题就可以采用频域加权 RLS 容易地解决, 具体步骤如下:

步骤 1. 选择 $N = 100, L_0 = 0.5, \Delta L = 0.02$ 以及 $L_i = L_0 + (i - 1)\Delta L, i = 1, \dots, N$.

步骤 2. 选取辨识频率区间并在对数坐标下 M 等分.

步骤 3. 对于每个 L_i , 采用下述频域 RLS 算法找到修正模型 $\phi_0(s)$ 的有理近似解 $\hat{\phi}_0(s)$

$$\begin{cases} \theta_k = \theta_{k-1} + P_k v_k (\Xi_0(j\omega_k) \overline{\xi(j\omega_k)} + \overline{\Xi_0(j\omega_k)} \xi(j\omega_k)) - P_k v_k (\xi(j\omega_k) \xi^T(j\omega_k) + \overline{\xi(j\omega_k)} \overline{\xi^T(j\omega_k)}) \theta_{k-1} \\ Q_{k-1} = P_{k-1} - \frac{2v_k P_{k-1} \text{Re}(\xi(j\omega_k)) \text{Re}(\xi^T(j\omega_k)) P_{k-1}}{1 + 2v_k \text{Re}(\xi^T(j\omega_k)) P_{k-1} \text{Re}(\xi(j\omega_k))} \\ P_k = Q_{k-1} - \frac{2v_k Q_{k-1} \text{Im}(\xi(j\omega_k)) \text{Im}(\xi^T(j\omega_k)) Q_{k-1}}{1 + 2v_k \text{Im}(\xi^T(j\omega_k)) Q_{k-1} \text{Im}(\xi(j\omega_k))} \end{cases} \quad (33)$$

式中, $\Xi_0(j\omega_k) = \mu(j\omega_k) \phi(j\omega_k) e^{-L_i j\omega_k}$, $v_k = \omega_{k+1} - \omega_k$ 为权值 (假设 $\omega_k < \omega_{k+1}$), $\xi(j\omega_k) = [-\Xi_0(j\omega_k) j\omega_k - \Xi_0(j\omega_k) (j\omega_k)^2 \mu(j\omega_k) \mu(j\omega_k) j\omega_k \mu(j\omega_k) (j\omega_k)^2]^T$.

步骤 4. 对步骤 3 得到的每一个有理近似解 $\hat{\phi}_0(s)$, 求 $\hat{\phi}(s) = \hat{\phi}_0(s)e^{-Ls}$, 并计算近似误差 e .

步骤 5. 取产生最小 e 的解作为降阶模型.

采用上述算法得到式 (30) 的最佳降阶模型为

$$|\hat{G}| = \frac{-22.7358s^2 - 14.2767s - 0.765}{70.8148s^2 + 16.0724s + 1}e^{-1.24s} \quad (34)$$

不难验证降阶模型 $|\hat{G}|$ 与原行列式 $|G|$ 具有很好的动态近似误差和零稳态误差.

2.3.2 广义内模控制器及回路设定模型设计

由式 (34) 可知 $\tau(|\hat{G}|) = 1.24$, 由式 (28) 得 $\tau(k_{c,11}) = 0.2$, $\tau(k_{c,22}) = 0$, 又 $\tau(G^{11}) = 2.26$, $\tau(G^{12}) = 0$, 从而由式 (15) 得 $\tau(k^{11}) \geq 2.46$, 由式 (16) 得 $\tau(h^{11}) \geq 1.14$. 由于 $|\hat{G}|$ 没有非最小相位零点, 从而不需考虑非最小相位零点要求. 选择滤波器为 $f_1(s) = 1/(\alpha_1s + 1)$, 那么由式 (20) 和 (21) 有 $h_{11}(s) = e^{-1.44s}/(\alpha_1s + 1)$, 由式 (11) 可得

$$k_{11} = \frac{1.063e^{-3.7s}}{|\hat{G}|(2.5s + 1)(\alpha_1s + 1)}, k_{21} = \frac{-2.977e^{-1.44s}}{|\hat{G}|(5.5s + 1)(\alpha_1s + 1)}$$

同理有

$$k_{22} = \frac{-0.425e^{-2.96s}}{|\hat{G}|(11.7s + 1)(\alpha_2s + 1)}$$

$$k_{12} = \frac{-0.1052e^{-1.44s}(47.1s + 1)}{|\hat{G}|(11.5s + 1)(\alpha_2s + 1)}$$

K 求出后, 即可通过式 (13) 求得回路设定模型 K_S 为

$$k_{s,11} = \frac{0.213(6s + 5e^{-0.2s})e^{-3.5s}}{|\hat{G}|(2.5s + 1)(\alpha_1s + 1)}$$

$$k_{s,12} = \frac{-0.021(47.1s + 1)(6s + 5e^{-0.2s})e^{-1.24s}}{|\hat{G}|(11.5s + 1)(\alpha_2s + 1)}$$

$$k_{s,21} = \frac{-1.4885(s + 2)e^{-1.44s}}{|\hat{G}|(5.5s + 1)(\alpha_1s + 1)}$$

$$k_{s,22} = \frac{-0.2125(s + 2)e^{-2.96s}}{|\hat{G}|(11.7s + 1)(\alpha_2s + 1)}$$

不难验证得到的上述磨矿回路运行解耦 IMC 系统是标称闭环稳定.

2.3.3 切换机制设计

为了实现工艺指标的区间控制思想, 切换机制的切换律设计为

$$Y^* = \begin{cases} Y^*(z), & P(R) = 0 \\ z^{-1}Y^*(z), & P(R) = 1 \end{cases} \quad (35)$$

式中, $Y^*(z)$ 为采样离散化后的回路设定值, $P(\cdot)$ 为切换函数, $P(R) = 1$ 表示 $R \in (R^* - \Delta R, R^* + \Delta R)$, 反之, $P(R) = 0$ 表示 $R \notin (R^* - \Delta R, R^* + \Delta R)$.

3 仿真研究

3.1 标称系统响应

首先考察标称系统的响应性能. 进行仿真实验时, 整定两组滤波器参数做实验比较, 即 $\alpha_1 = \alpha_2 = 1$ 及 $\alpha_1 = \alpha_2 = 5$, 通过分别在 $t = 20 \text{ min}$ 及 150 min 加入两路工艺指标设定值阶跃信号, 得到两组滤波器调节参数下的标称系统闭环响应,

如图 6 所示. 可以看出两路过程输出响应实现了完全解耦, 并且均平稳无超调. 这说明解耦 IMC 运行控制系统对强耦合过程能够准确解耦. 另外, 可以看到较小的滤波器时间常数 $\alpha_1 = \alpha_2 = 1$ 可使得系统响应加快, 但是 y_1^*, y_2^* 和 y_1, y_2 有较大的尖峰突变. 而较大的滤波器时间常数虽然使得系统响应较慢, 但两路控制信号比较光滑且平稳, 这对减少控制回路执行机构的磨损是很有益的.

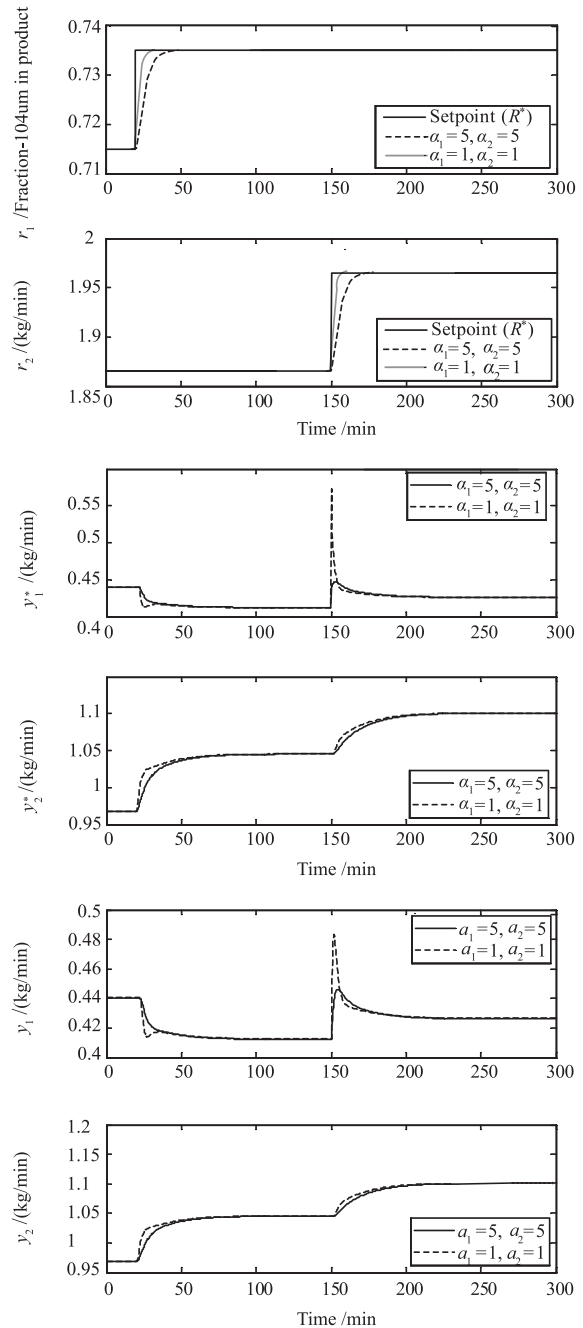


图 6 两组滤波器参数下的标称系统响应
Fig. 6 Nominal system responses according to the two groups of filter parameters

3.2 扰动系统响应即鲁棒稳定性检验

为了进一步检验解耦 IMC 系统的解耦性能, 以及验证系统在面临实际不确定性时的鲁棒稳定性, 假设标称系统存

在如下乘性输入和乘性输出不确定性

$$\Delta_I = \text{diag} \left\{ \frac{s+0.3}{s+1}, \frac{s+0.3}{s+1} \right\} \quad (36)$$

$$\Delta_O = \text{diag} \left\{ \frac{(-s+0.3)}{2s+1}, \frac{(-s+0.3)}{2s+1} \right\} \quad (37)$$

其中, Δ_I 可视作 K_C 分别在高频段和低频段具有大约 100% 和 30% 的不确定性, Δ_O 可视作传感器分别在高频段和低频段具有大约 50% 和 30% 的减少测量误差. 根据鲁棒稳定性判决式 (26) 和 (27), 选取 $\alpha_1 = \alpha_2 = 1$, 画出用于判定系统鲁棒稳定性的谱半径 $\rho(K_C K_S G \Delta_I)$ 及 $\rho(G K_C K_S \Delta_O)$ 的幅频曲线, 如图 7 所示. 可以看出其最大幅值均明显小于 1. 另外, 从图 8 扰动系统输出响应可以看出, 两路过程输出仍然能够很好地解耦, 并且均平稳、超调很小. 这说明磨矿回路运行解耦 IMC 控制系统能够保持很好的鲁棒稳定性.

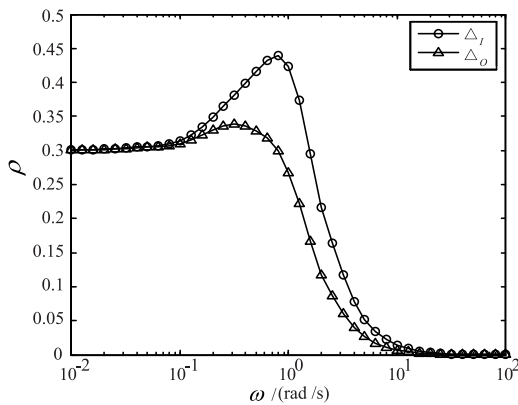


图 7 扰动系统的谱半径幅频曲线

Fig. 7 Magnitude-frequency curves of spectral radius for the perturbed systems

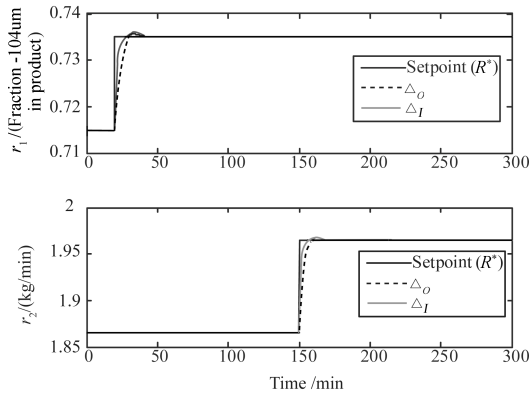


图 8 乘性不确定性下的扰动系统输出响应

Fig. 8 Perturbed system output responses due to the multiplicative uncertainties

3.3 负载干扰及测量噪声作用下的扰动系统运行效果

为了检验系统在负载干扰和测量噪声下的运行效果, 假设标称系统同时存在式 (36) 和 (37) 的乘性输入、输出不确定性. 在 r_1, r_2, y_1, y_2 输出反馈信号中各混入最大幅值分别为 0.03、0.08、0.015、0.015 的高频、强白噪声信号, 以表示实际测量参数具有较大的随机检测误差. 另外, 在 $t = 50 \text{ min}$ 和 400 min 分别加入幅值为 0.03 和 -0.02 的阶跃负载干扰信号到新给矿系统对象, 在 $t = 200 \text{ min}$ 和 550 min

分别加入幅值为 0.05 和 -0.06 的阶跃负载干扰信号到泵池加水对象, 以模拟因为给矿矿石硬度和矿粒大小的波动对系统产生的严重干扰. 由于设定值变化时, 底层回路到达稳态需要一定的时间, 因而在回路设定模型的输出设置采样时间为 10 min 的零阶保持器, 以表示回路设定值的更新频度为 10 min, 这样当设定值变化时, 回路控制系统有充分的时间从一个稳态到达另一个稳态.

为了对工艺指标实施区间优化控制, 给出如下工况及约束条件 S , 以模拟实际磨矿生产的各种约束和工艺要求:

- 1) 给定 $r_1^* = 0.715$ (-104 目分数), $r_2^* = 1.865 \text{ kg/min}$, 设定初始工作点为 $y_1^* = 0.44 \text{ kg/min}$, $y_2^* = 0.9675 \text{ kg/min}$;
- 2) 限定 $\Delta R = (0.005, 0.02)$, 即 r_1, r_2 的最优区间分别设定为 $(0.71 \sim 0.72)$ (-104 目分数) 及 $(1.845 \sim 1.885) \text{ kg/min}$;
- 3) 限定 y_1^* 的调节幅度不能超过 0.03 kg/min , y_2^* 的调节幅度不能超过 0.04 kg/min .

图 9 为干扰及噪声作用下的扰动系统运行效果, 图 10 为切换机制的切换曲线. 可以看出, 在严测量噪声作用下, 被控工艺指标 r_1, r_2 虽然出现了侵蚀和抖动, 但都能控制在各自的最优区间内, 因而没有对 y_1^*, y_2^* 进行调节. 这说明解耦 IMC 系统对测量噪声不敏感, 这在实际控制中可减少因不可避免的检测误差而对回路设定值进行频繁调节, 从而有利于系统的稳定. 在阶跃负载干扰下, r_1, r_2 虽然产生了突变, 但是通过解耦 IMC 运行控制算法调节 y_1^*, y_2^*, r_1, r_2 又很快返回到各自的最优区间内. 这说明解耦 IMC 系统能够快速响应各种干扰和测量噪声的影响, 通过对回路设定值进行调节, 而对被控工艺指标进行有效控制, 从而实现磨矿过程的优化运行.

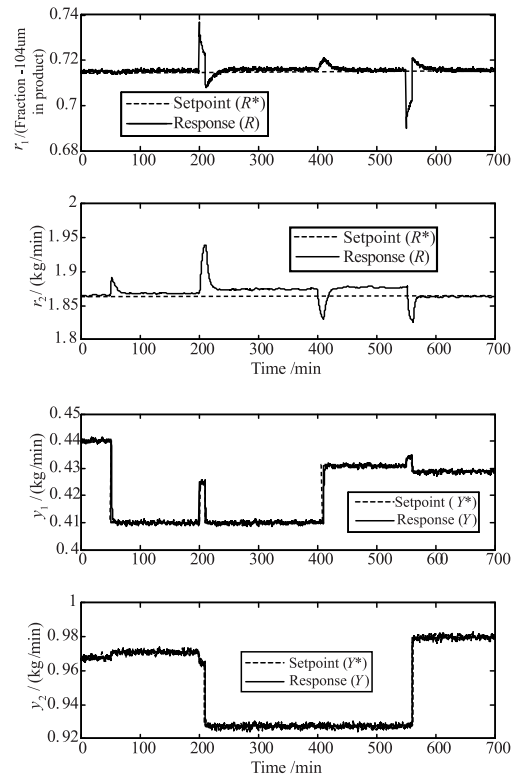


图 9 负载干扰及测量噪声下的扰动系统控制性能

Fig. 9 Control performances of perturbed system with load disturbance and measurement noise

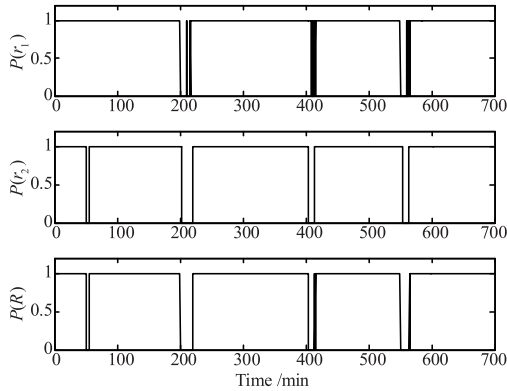


图 10 切换机制的切换曲线

Fig. 10 Switching curves of the switching institution

4 结论

针对解耦 IMC 技术在控制具有多变量、强耦合及多时滞过程的优势,提出了优化过程运行的扩展解耦 IMC 方法,用于根据期望的工艺指标对回路设定值进行设定,通过底层回路的输出跟踪给定的设定值,从而实现过程的优化运行.通过磨矿回路对象的具体设计实例及仿真表明:提出的方法具有良好的解耦性能、鲁棒稳定性及抗干扰能力,能够实现过程的优化运行.虽然所举应用实例为简单的两输入两输出耦合对象,但对于高维强耦合对象,只要保证用传递函数表示的被控过程为稳定方阵且非奇异,即可采用本文方法对其进行稳定解耦,并能对工艺指标进行有效控制.实际上,本文方法本身就是针对一般高维强耦合工业对象而提出并推导的.

References

- 1 Sebastian E. Feedback control for optimal process operation. *Journal of Process Control*, 2007, **17**(3): 203–219
- 2 Li H X, Guan S P. Hybrid intelligent control strategy: supervising a DCS-controlled batch process. *IEEE Control Systems Magazine*, 2001, **21**(3): 36–48
- 3 Wang Z J, Wu Q D, Chai T Y. Optimal-setting control for complicated industrial processes and its application study. *Control Engineering Practice*, 2004, **12**(1): 65–74
- 4 Chai T Y, Liu J X, Ding J L, Su C Y. Hybrid intelligent control for hematite high intensity magnetic separating process. *Measurement and Control*, 2007, **40**(6): 171–175
- 5 Zhou P, Ding J L, Chai T Y, Wang H, Su C Y. An intelligent approach for supervisory control of grinding product particle size. In: *Proceedings of the 46th IEEE Conference on Decision and Control*. New Orleans, USA: IEEE, 2007. 1856–1861
- 6 Skogestad S. Plantwide control: the search for the self-optimizing control structure. *Journal of Process Control*, 2000, **10**(5): 487–507
- 7 Findeisen W, Bailey F N, Brdys M, Malinowski K, Tatjewski P, Wozniak A. *Control and Coordination in Hierarchical Systems*. New York: John Wiley, 1980
- 8 Zanin A C, de Gouvea M T, Odloak D. Industrial implementation of a real-time optimization strategy for maximizing production of LPG in an FCC unit. *Computers and Chemical Engineering*, 2000, **24**(2-7): 525–531
- 9 Wang Q G, Zhang Y, Chiu M S. Decoupling internal model control for multivariable systems with multiple time delays. *Chemical Engineering Science*, 2002, **57**(1): 115–124

- 10 Liu T, Zhang W D, Gu D Y. New IMC-based control strategy for open-loop unstable cascade processes. *Industrial and Engineering Chemistry Research*, 2005, **44**(4): 900–909
- 11 Wang Q G, Hang C C, Yang X P. IMC-based controller design for MIMO system. *Journal of Chemical Engineering of Japan*, 1993, **35**(12): 1231–1243
- 12 Liu Tao, Zhang Wei-Dong, Gu Dan-Ying, Cai Yun-Ze. Research progress of frequency domain decoupling control design for chemical and industrial multivariable processes with time delays. *Acta Automatica Sinica*, 2006, **32**(1): 73–83 (刘涛, 张卫东, 顾诞英, 蔡云泽. 化工多变量时滞过程的频域解耦控制设计的研究进展. *自动化学报*, 2006, **32**(1): 73–83)
- 13 Ramasamy M, Narayanan S S, Rao Ch D P. Control of ball mill grinding circuit using model predictive control scheme. *Journal of Process Control*, 2005, **15**(3): 273–283
- 14 Skogestad S, Postlethwaite I. *Multivariable Feedback Control: Analysis and Design*. New York: John Wiley and Sons, 1996

周平 东北大学博士研究生. 主要研究方向为工业过程运行控制及软测量技术. E-mail: zhoup1980@126.com

(ZHOU Ping Ph.D. candidate at Northeastern University. His research interest covers industrial process operation control and soft-sensor technology.)

柴天佑 东北大学教授, 中国工程院院士. 主要研究方向为自适应控制, 智能解耦控制, 流程工业综合自动化理论、方法与技术. 本文通信作者. E-mail: tychai@mail.neu.edu.cn

(CHAI Tian-You Professor at Northeastern University, academician of Chinese Engineering Academy. His research interest covers adaptive control, intelligent control, and integrated automation of industrial process. Corresponding author of this paper.)

陈通文 加拿大阿尔伯特大学教授. 主要研究方向为网络控制、过程控制以及多率数字信号处理. E-mail: tchen@ece.ualberta.ca

(CHEN Tong-Wen Professor at Alberta University, Canada. His research interest covers network control, process control, and multirate digital signal processing.)