

运行控制系统集中式容错控制方法

生 宁^{1,2†}, 王 宏¹

(1. 东北大学 流程工业综合自动化国家重点实验室, 辽宁 沈阳 110819;

2. 青岛科技大学 自动化与电子工程学院 自动化研究所, 山东 青岛 266042)

摘要: 本文针对运行控制系统, 建立了运行优化控制过程的双层结构模型. 在此基础上, 通过建立相应的自适应故障诊断算法, 提出了保证在系统有故障和干扰时仍能渐近优化指标的集中式容错控制方法. 利用李雅普诺夫稳定性理论分析了自适应故障诊断算法的构建. 已证明: 该方法通过调整已优化的设定值来保证在回路控制层出现故障时整个运行控制仍可收敛到其原有的优化控制效果. 该方法属于非完备容错控制, 仿真结果验证了所提方法的有效性.

关键词: 故障诊断; 容错控制; 运行优化控制

中图分类号: TP273 **文献标识码:** A

On integrated fault tolerant control for operational control systems

SHENG Ning^{1,2†}, WANG Hong¹

(1. State Key Laboratory of Integrated Automation for Process Industries, Northeastern University, Shenyang Liaoning 110819, China;

2. Institute of Automation, Academy of Automation and Electronic Engineering, Qingdao University of Science and Technology, Qingdao Shandong 266042, China)

Abstract: A two-layered operational control model is firstly established for the optimal operational control for industrial processes. Based upon such a new model, an integrated fault tolerant control for the operational control layer is obtained using the adaptive fault diagnosis scheme. The proposed method adjusts the optimized set points so as to achieve the original optimal operational control effect when the system is subjected to either faults or disturbances. Detailed analysis has been made on the construction of the adaptive diagnostic algorithm for fault diagnosis using of Lyapunov stability theory. It has been shown, by tuning the optimized set points to the loop control layer, that the proposed method can ensure that the operational control can converge to the original optimized control effect when there are faults in the loop control layer. Indeed, the proposed method is in fact an incompact fault tolerant control scheme, where the simulation studies have shown its effectiveness.

Key words: fault diagnosis; fault tolerant control; optimal operational control

1 引言(Introduction)

运行过程是工业过程中的重要控制结构, 关系着工业生产的安全、稳定、优产等方面, 长期以来备受关注^[1-2及其参考文献]. 运行控制结构是以企业的某些效益指标(如产品质量、能耗等)为目标, 通过调整底层控制回路的设定值, 使得系统的输出达到企业最终要求. 然而底层实际控制系统随时间的推移会出现设备故障和参数漂移等问题, 进而导致理想的控制目标和实际生产结果之间存在偏差, 使得实际产品的性能和能耗等目标不合要求. 为解决这一问题, 在实际操作中企业为了生产安全的考虑, 往往通过盲目更换设备达到产能目标的合理化, 而关键设备的成本动辄几十万

上百万, 造成严重浪费.

关于运行过程的控制问题的研究已进行了多年^[3-7]. 然而, 运行过程中的容错控制问题尚未被重视. 目前, 容错控制研究内容仍然局限在单一控制过程^[8-15], 而没有考虑在故障或扰动发生时上层下达的设定值对于下层实际控制的影响. 文献[10]考虑线性模型的鲁棒控制方法, 研究了容错控制问题. 该方法通过选取李雅普诺夫函数和线性矩阵不等式(linear matrix inequality, LMI), 证明了系统的稳定性. 文献采用自适应神经网络容错控制方法对非线性系统进行容错控制器设计. 该方法首先通过一个辅助的回路

收稿日期: 2015-06-18; 录用日期: 2015-11-26.

†通信作者. E-mail: shengning2008@126.com; Tel.: +86 532-84022076.

本文责任编辑: 方华京.

国家自然科学基金项目(61290323, 61304107, 61490704, 61573022)资助.

Supported by National Natural Science Foundation of China (61290323, 61304107, 61490704, 61573022).

补偿器补偿系统中的较大输入输出扰动,采用神经网络算法对传感器故障进行故障诊断并使得该系统具有容错控制能力.文献[15]则针对一类非线性数据采集系统,采用欧拉逼近观测器,提出了基于欧拉观测器的数据采集容错控制系统模型,并采用李雅普诺夫的设计方法,得到系统的状态方程和故障逼近的动态方程.该方法通过分别对状态和故障设计控制器,得到系统的稳定容错控制器.这些控制算法为研究工业过程控制中与上层运行指标结合的下层控制设计的容错控制技术提供了良好的基础.

本文结合已有的基于模型的容错控制算法,从实际的运行优化控制过程结构出发,建立了集中式运行优化容错控制模型的两层控制结构:即内环回路控制层和外环的指标调整层的结构.内环主要是通过参数调整来实现控制器结构的调整,而外环指标调整主要是通过调整回路设定值来达到对故障信号的对消,以实现安全稳定的生产目标.仿真实例以某生产过程中的两个控制单元为例,验证了本文所提方法的有效性.

2 运行优化过程容错控制模型建立(Fault tolerant control model for operational control systems)

2.1 运行优化控制结构的描述(The illustration for the structure of operational control systems)

大多数的复杂工业过程运行的模式可由图1所示,其中 Q_k 是性能指标(例如最终产量指标、消耗指标、工业生产过程的消费和成本等).图1中的“min”和“max”表示指标的取值范围,通常由工艺的先验知识决定[1-2].

运行控制的回路级控制需要达到两个目的:一个是选择合适的控制器使得闭环控制系统稳定,另一个是系统的每一个输出 $y_i(i = 1, \dots, n)$ 能够跟踪最优设定值 $r_i^*(i = 1, \dots, n)$.在实际中,最优设定值 r_i^* 是过程控制中理想取值.系统输出 y_i 和设定值 r_i 之间的关系如图2所示,图中 C_i 为第 i 个回路的控制器, P_i 为第 i 个回路的被控对象,而最优设定值 r_i^* 的选取是使得性能指标 $J(y)$ 极小化.

系统在运行时,其回路层会受到故障或干扰的影响,使得各回路的实际输出 y_i 难以跟踪其设定值 r_i .因此,需要研究相应的容错控制方法,以使系统在故障发生时仍能保证系统的运行安全并使运行指标 $J(y)$ 可以渐近收敛其优化值.这一容错控制方法可以通过在各个回路实现容错调整(如改变控制器结构或参数)来实现,也可以在运行控制层通过调整设定值来实现.前者实际上是分布式容错控制,而后者则是集中式容错控制.本文将针对集中式容错控制进行研究.

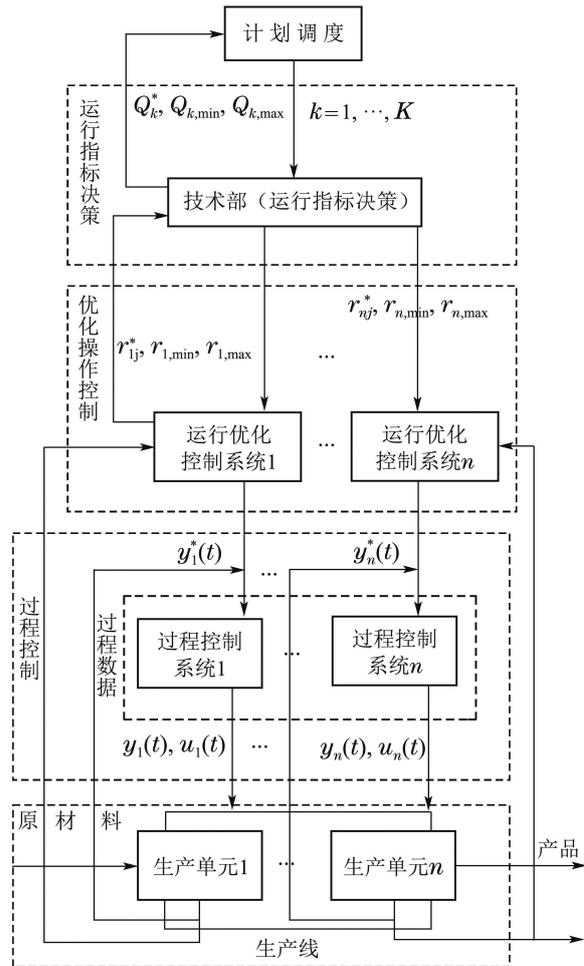


图1 工业过程运行控制模式

Fig. 1 The mode of operational control systems

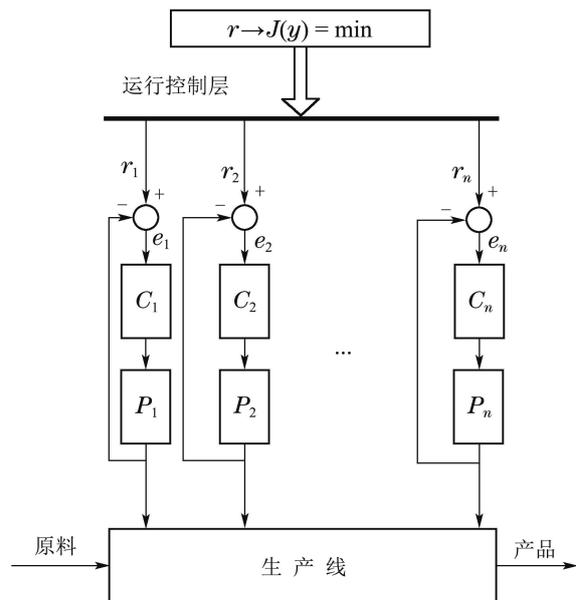


图2 运行过程直观表示

Fig. 2 The illustration of operational control systems

2.2 模型建立(Model building)

本文将考虑图2中回路级的闭环控制是线性的情况.对于每一个控制回路,其被控对象的模型可以表

示为

$$\begin{cases} \dot{x}_i = a_i x_i + b_i u_i + \theta_i d_i, \\ y_i = c_i x_i, \\ i = 1, 2, \dots, n, \end{cases} \quad (1)$$

其中: $x_i \in \mathbb{R}^{n_i}$ 是第 i 个控制回路被控对象的状态向量, $u_i \in \mathbb{R}^{m_i}$ 是第 i 个控制回路的控制输入, $y_i \in \mathbb{R}^{m_i}$ 是可测量的输出, $d_i \in \mathbb{R}^{q_i}$ 为故障向量, $\{a_i, b_i, c_i, \theta_i\}$ 为相应的关于被控对象的已知参数矩阵, $\{n_i, m_i, q_i\}$ 为已知的被控对象结构参数. 控制系统发生的执行器和传感器故障, 均可以由上面的表达式(1)表示. 当 $d_i = 0$ 时, 第 i 个回路无故障. 特别地, d_i 可以代表与时间有关的函数, 即 $d_i(t)$, 且此时假设其为模态已知的有界函数.

对每一个控制回路而言, 其输出跟踪误差是

$$e_i = r_i - y_i. \quad (2)$$

利用该跟踪误差, 第 i 个回路的线性动态反馈控制器可表示为如下的一般形式:

$$\begin{cases} \dot{v}_i = f_i v_i + g_i e_i + w_i y_i, \\ u_i = h_i v_i + D_i e_i, \end{cases} \quad (3)$$

其中: $v_i \in \mathbb{R}^{p_i}$ 是第 i 个回路的控制器的状态向量, $\{f_i, g_i, h_i\}$ 是控制器的参数矩阵, 它们的设计是保证控制系统的稳定, 并在 $d_i = 0$ 时实现关于优化设定值 r_i 的完全跟踪.

$$\lim_{t \rightarrow +\infty} e_i = 0. \quad (4)$$

结合式(1)–(2), 每个回路的状态向量可定义为

$$z_i = \begin{bmatrix} x_i \\ v_i \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{n_i+p_i}, \quad (5)$$

因此, 每个回路的闭环状态方程可表示为

$$\begin{cases} \dot{z}_i = A_i z_i + B_i r_i + E_i d_i, \\ y_i = C_i z_i, \\ i = 1, 2, \dots, n, \end{cases} \quad (6)$$

其中式(6)中所代表的参数矩阵经过整理和化简可以表示成下面的形式:

$$\begin{cases} A_i = \begin{bmatrix} a_i - b_i D_i c_i & b_i h_i \\ w_i c_i - g_i c_i & f_i \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{(n_i+p_i) \times (n_i+p_i)}, \\ B_i = \begin{bmatrix} b_i D_i \\ g_i \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{(n_i+p_i) \times m_i}, \\ E_i = \begin{bmatrix} \theta_i \\ 0 \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{(n_i+p_i) \times q_i}, \\ C_i = [c_i \ 0] \in \mathbb{R}^{m_i \times (n_i+p_i)}. \end{cases} \quad (7)$$

这表明: 式(6)–(7)表示了图2中的闭环动态系统在每

一个控制回路上的运行情况. 当闭环系统没有故障发生并且设定值为最优值($r_i = r_i^*, i = 1, 2, \dots, n$)的时候, 跟踪误差将能够收敛到零, 实际输出 y_i 将能够跟踪预先给定的理想设定值 r_i^* . 这时, 性能指标函数 $J(y_i) = J(r_i^*) = \min$ 能够达到最小值, 整个的系统也能在理想的优化状态下运行. 然而, 当故障发生在某一个闭环控制回路时, 相应的 $e_i \neq 0$, 其结果就是实际的性能指标函数将不再是最小值, 而是 $J(y_i) > J(r_i^*)$. 这时, 需要重新设计新的设定值来满足实际输出 y_i 能够在有故障时跟踪预先给定的理想设定值 r_i^* ($i = 1, \dots, n$), 以保证性能指标的优化. 这样, 对应于每一个控制闭环, 其实际作用于回路的设定值可定义为

$$r_i = r_i^* + \Delta r_i (i = 1, \dots, n), \quad (8)$$

其中 Δr_i 是第 i 个回路的设定值的调整值. Δr_i 的选取能够保证实际输出 y_i 可以收敛到最优设定值 r_i^* ($i = 1, \dots, n$). 在本文中, Δr_i 可以被看做运行控制层的输入, 也是实现容错控制的手段. 结合式(6)–(8), 可以定义

$$\begin{cases} z = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ \vdots \\ z_n \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^n, A = \begin{bmatrix} A_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & A_2 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & A_n \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{n \times n}, \\ y = \begin{bmatrix} y_1 \\ \vdots \\ y_n \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^m, B = \begin{bmatrix} B_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & B_2 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & B_n \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{n \times m}, \\ r^* = \begin{bmatrix} r_1^* \\ \vdots \\ r_n^* \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^m, E = \begin{bmatrix} E_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & E_2 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & E_n \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{n \times q}, \\ \Delta r = \begin{bmatrix} \Delta r_1 \\ \vdots \\ \Delta r_n \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^m, C = \begin{bmatrix} C_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & C_2 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & C_n \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{m \times n}, \\ d = \begin{bmatrix} d_1 \\ \vdots \\ d_n \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^q, r = r^* + \Delta r, \\ n = \sum_{i=1}^n n_i, m = \sum_{i=1}^n m_i, q = \sum_{i=1}^n q_i. \end{cases} \quad (9)$$

因此, 图2所示的运行控制系统的完整动态模型可以表示为

$$\begin{cases} \dot{z} = Az + B(r^* + \Delta r) + Ed, \\ y = Cz, \end{cases} \quad (10)$$

其中: $d = [d_1, d_2, \dots, d_n]^T$ 是故障向量. $\{A, B, E, C\}$ 和 $\{a_i, b_i, c_i, \theta_i\}$ 与 $\{f_i, g_i, h_i\}$ 的关系由式(7)和式(9)给出. 这表明 $\{A, B, E, C\}$ 的具体取值受到 $\{f_i, g_i, h_i\}$ 的影响. 由于被控对象的参数已假设为已知, 在回路控制设计完成后为已知矩阵.

在无故障时 $d = 0$, 这时不需要调整优化了的设定值, 即 $\Delta r = 0$. 此时, 运行控制系统处于优化运行状态, 其动态整体方程可表示为

$$\begin{cases} \dot{z} = Az + Br^*, \\ y = Cz. \end{cases} \quad (11)$$

可以看出, 在回路级控制系统设计完成后, 整体系统是稳定的, 并能够实现在无故障时的关于优化设定值的完全跟踪(见式(4)). 这表明 A 是稳定矩阵(条件1), 并且矩阵 (A, B, C) 应该满足下列无故障时的完全跟踪条件(条件2):

$$-CA^{-1}B = I. \quad (12)$$

本文的目的是首先设计回路级的故障诊断, 在此基础上通过设计 Δr_i 来实现容错控制, 以保证在故障发生时整个系统的优化运行效果, 即 $J = \min$. 其主要思想是在故障诊断的基础上, 通过设计 Δr 来实现在运行控制层的容错控制.

3 系统容错控制设计(Fault tolerant control design)

式(10)可进一步写为

$$\begin{cases} \dot{z} = Az + Br^* + B\Delta r + Ed, \\ y = Cz. \end{cases} \quad (13)$$

如果 $d = 0$, 只需要选取 $\Delta r = 0$, 即可保证整个运行控制系统的稳定和优化. 然而, 如果 $d \neq 0$, 本文需要选取一个 Δr 来保证 $y_i \rightarrow r_i^*$, 这就意味着在故障发生时性能指标 $J(y) = \min$. 实际上, 在故障发生时, 如果设定值的调整可以使得 $B\Delta r + Ed = 0$, 则仍可实现整个运行控制的优化运行. 这也是容错控制的设计目标. 根据故障特性, 可以分成下面的几个部分进行分析:

1) 当 d 是常数故障时, 如果底层控制结构良好, 底层控制器本身就具备良好的鲁棒性, 如某些集成的比例积分微分控制器(PID控制器), 称之为完备容错控制.

2) 当 d 是模态已知的时变函数时的容错控制. 由于底层控制回来大多是集成的可编程逻辑控制器, 单纯的底层控制器不能在底层控制回路中消除, 本文重点给出这一部分的设计方法, 即称为不完备容错控制.

3.1 常数故障的容错控制研究 (Research on the constant fault)

记 \hat{d} 为故障诊断算法中关于故障 d 的估计, 并假设

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\hat{d} - d) = 0, \quad (14)$$

则可以在运行控制层采用下列简单容错控制策略:

$$\Delta r = -(B^T B)^{-1} B^T E \hat{d}. \quad (15)$$

在该策略的作用下, 可以证明

$$\begin{aligned} B\Delta r + Ed &= \\ -B(B^T B)^{-1} B^T E \hat{d} + Ed &= \\ -B(B^T B)^{-1} B^T E \hat{d} + B(B^T B)^{-1} B^T E d - \\ B(B^T B)^{-1} B^T E d + Ed &= \\ -B(B^T B)^{-1} B^T E (\hat{d} - d) + [I - B(B^T B)^{-1} B^T] E d. \end{aligned} \quad (16)$$

可以看出, 第1项取决于故障诊断误差 $\hat{d} - d$ 的作用, 第2项取决于矩阵相互作用后的 $[I - B(B^T B)^{-1} B^T] E$. 为此, 如果在回路控制器设计时保证(条件3)

$$[I - B(B^T B)^{-1} B^T] E = 0, \quad (17)$$

则当式(14)作用于运行控制系统时, 在式(17)成立的条件下有

$$\lim_{t \rightarrow +\infty} (B\Delta r + Ed) = 0. \quad (18)$$

因此, 在有故障时式(4)仍然成立, 整个运行控制仍然可收敛于其优化运行状态. 上述的分析可总结为如下的定理.

定理1 (完备容错控制) 如果能够选择合适的控制器和故障诊断方法, 使得式(12)(14)和(17)成立, 则容错控制策略(15)可以保证式(4)的成立, 实现在故障发生时整个运行控制系统收敛于其优化状态.

注1 以上定理1中的条件对稳定的系统而言, 条件1和条件2是显然满足的, 但是条件3却不一定满足, 当条件3恰好满足的时候, 是本文的理想情况, 笔者又可以把定理1称为完备容错控制; 当条件3不满足的时候, 本文有如下的指标外环容错控制设计方法, 也即不完备容错控制.

3.2 模态已知的时变故障容错控制(Research on the time-varying fault with known mode)

模态已知的时变过程故障, 在20世纪80年代就有大量的研究成果, 其被称为鲁棒伺服控制, 其中的典型过程如故障类型是正弦函数. 根据本文的运行优化控制结构模型, 如果系统发生了类似的模态已知故障, 只需要选取的 Δr 满足两个方面的要求, 一是伺服补偿器, 二是镇定补偿器. 其相应算法设计可以直接复制鲁棒伺服系统, 本文就不再赘述.

定理2 (不完备容错控制) 对系统(13), 若存在系统干扰 $d \neq 0$, 只要选取

$$\Delta r = -\alpha \varphi(t) (B^T B)^{-1} B^T E \hat{d},$$

系统仍是稳定的. 其中:

$$\alpha = \begin{bmatrix} \alpha_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \alpha_2 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \alpha_n \end{bmatrix}$$

是设计参数矩阵,

$$\varphi(t) = \begin{bmatrix} \varphi_1(t) & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \varphi_2(t) & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \varphi_n(t) \end{bmatrix},$$

每一个 $\varphi_i(t)$ 是与 $d_i(t)$ 相对应的同模态函数.

此定理需要证明当 $d \neq 0$, 如何选取 Δr 满足 $J = \min$. 可以通过以下步骤形成:

步骤 1 当条件 3 不满足时, 即

$$[I - B(B^T B)^{-1} B^T] E \neq 0,$$

此时若设计可调节设定值

$$\Delta r = -\alpha \varphi(t) (B^T B)^{-1} B^T E \hat{d}, \quad (19)$$

其中: α 是设计参数矩阵, $\varphi(t)$ 是与故障 $d(t)$ 同模态的函数. 则必有系统的状态方程如下:

$$\begin{cases} \dot{z} = Az + Br^* - \alpha \varphi B (B^T B)^{-1} B^T E \hat{d} + Ed, \\ y = Cz, \end{cases} \quad (20)$$

其中函数 $\varphi(t)$ 简写为 φ .

令

$$H = -\alpha \varphi B (B^T B)^{-1} B^T E, \quad (21)$$

上式可表示成

$$\dot{z} = Az + Br^* + HE(\hat{d} - d) + (I - H)Ed. \quad (22)$$

步骤 2 设计系统观测器. 通过上面的系统, 可以设计其一般观测器形式如下:

$$\begin{cases} \dot{\hat{z}} = A\hat{z} + Br^* - B(B^T B)^{-1} B^T E \hat{d} + \\ E\hat{d} + LC(\hat{z} - z), \\ \hat{y} = C\hat{z}. \end{cases} \quad (23)$$

步骤 3 结合所设计的观测器, 运用李雅普诺夫稳定性理论证明系统的稳定性.

定义状态观测误差为

$$\varepsilon = \hat{z} - z, \quad (24)$$

则对误差求关于时间的导数为

$$\dot{\varepsilon} = (A + LC)\varepsilon + E(\hat{d} - d). \quad (25)$$

选取故障估计的自适应律为

$$\dot{\hat{d}} = -\Gamma E^T P_2 \varepsilon - \Gamma \sigma_d (\hat{d} - d_0), \quad (26)$$

其中 d_0 是故障的初始值, 通常为零.

选择系统的李雅普诺夫函数为

$$V = z^T P_1 z + V_1, \quad (27)$$

其中

$$V_1 = \varepsilon^T P_2 \varepsilon + (\hat{d} - d)^T \Gamma^{-1} (\hat{d} - d). \quad (28)$$

对其求导数可以得到

$$\begin{aligned} \dot{V} = & \dot{z}^T P_1 z + z^T P_1 \dot{z} + \dot{V}_1 = \\ & (Az + Br^* + HE(\hat{d} - d) + \\ & (I - H)Ed)^T P_1 z + z^T P_1 (Az + Br^* + \\ & HE(\hat{d} - d) + (I - H)Ed) + \dot{V}_1 = \\ & z^T (A^T P_1 + P_1 A) z + 2z^T P_1 Br^* + \\ & 2z^T P_1 (HE(\hat{d} - d) + (I - H)Ed) + \dot{V}_1. \end{aligned} \quad (29)$$

而由于

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 = & (A\varepsilon + E(\hat{d} - d) + LC\varepsilon)^T P_2 \varepsilon + \\ & \varepsilon^T P_2 (A\varepsilon + E(\hat{d} - d) + LC\varepsilon) + \\ & 2(\hat{d} - d)^T \Gamma^{-1} \dot{\hat{d}} = \\ & \varepsilon^T ((A + LC)^T P_2 + P_2 (A + LC)) \varepsilon + \\ & 2(\hat{d} - d)^T E^T P_2 \varepsilon + 2(\hat{d} - d)^T \Gamma^{-1} \dot{\hat{d}}, \end{aligned} \quad (30)$$

因此

$$\begin{aligned} \dot{V} = & z^T (A^T P_1 + P_1 A) z + 2z^T P_1 Br^* + \\ & 2(\hat{d} - d)^T E^T P_2 \varepsilon + 2z^T P_1 (HE(\hat{d} - d) + \\ & (I - H)Ed) + \varepsilon^T ((A + LC)^T P_2 + \\ & P_2 (A + LC)) \varepsilon + 2(\hat{d} - d)^T \Gamma^{-1} \dot{\hat{d}}. \end{aligned} \quad (31)$$

根据柯西不等式, 有如下的不等式成立:

$$2z^T P_1 Br^* \leq \beta_1 z^T P_1 P_1 z + \frac{1}{\beta_1} \|Br^*\|^2, \quad (32)$$

$$\begin{aligned} 2z^T P_1 (I - H)Ed \leq \\ \beta_2 z^T P_1 P_1 z + \frac{1}{\beta_2} \|(I - H)Ed\|^2, \end{aligned} \quad (33)$$

$$\begin{aligned} 2z^T P_1 HE(\hat{d} - d) \leq \\ \beta_3 z^T P_1 P_1 z + \frac{1}{\beta_3} \|HE(\hat{d} - d)\|^2, \end{aligned} \quad (34)$$

其中 $\beta_i (i = 1, 2, 3)$ 是任意的正常数.

因此将上面的不等式代入式(29)可以得到

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & z^T (A^T P_1 + P_1 A + \beta_1 P_1 P_1 + \\ & \beta_2 P_1 P_1 + \beta_3 P_1 P_1) z + \frac{1}{\beta_1} \|Br^*\|^2 + \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & \frac{1}{\beta_2} \|(I-H)Ed\|^2 + \frac{1}{\beta_3} \|HE(\hat{d}-d)\|^2 + \\ & \varepsilon^T((A+LC)^T P_2 + P_2(A+LC))\varepsilon + \\ & 2(\hat{d}-d)^T(E^T P_2 \varepsilon + \Gamma^{-1} \dot{\hat{d}}). \end{aligned} \quad (35)$$

再将式(26)代入式(35)可得

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & z^T(A^T P_1 + P_1 A + \beta_1 P_1 P_1 + \beta_2 P_1 P_1 + \\ & \beta_3 P_1 P_1)z + \Omega + \varepsilon^T((A+LC)^T P_2 + \\ & P_2(A+LC))\varepsilon - 2\sigma_d(\hat{d}-d)^T(\hat{d}-d_0), \end{aligned} \quad (36)$$

其中

$$\begin{aligned} \Omega = & \frac{1}{\beta_1} \|Br^*\|^2 + \frac{1}{\beta_2} \|(I-H)Ed\|^2 + \\ & \frac{1}{\beta_3} \|HE(\hat{d}-d)\|^2. \end{aligned}$$

选择参数 γ_1, γ_2 , 正定矩阵 Q_1, Q_2 满足

$$\begin{cases} A^T P_1 + P_1 A + \beta_1 P_1 P_1 + \\ \beta_2 P_1 P_1 + \beta_3 P_1 P_1 = -\gamma_1 Q_1, \\ (A+LC)^T P_2 + P_2(A+LC) = -\gamma_2 Q_2, \end{cases} \quad (37)$$

因此, 式(36)可以表示为

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & -\gamma_1 z^T Q_1 z - \gamma_2 \varepsilon^T Q_2 \varepsilon + \Omega - \\ & 2\sigma_d(\hat{d}-d)^T(\hat{d}-d_0). \end{aligned} \quad (38)$$

由于下面的不等式成立

$$\begin{aligned} & -2\sigma_d(\hat{d}-d)^T(\hat{d}-d_0) = \\ & -2\sigma_d(\hat{d}-d)^T(\hat{d}-d+d-d_0) \leq \\ & -2\sigma_d(\hat{d}-d)^T(\hat{d}-d) + \sigma_d(\hat{d}-d)^T(\hat{d}-d) + \\ & \sigma_d \|d_0-d\|^2 = \\ & -\sigma_d(\hat{d}-d)^T(\hat{d}-d) + \sigma_d \|d_0-d\|^2, \end{aligned} \quad (39)$$

因此

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & -\gamma_1 z^T Q_1 z - \gamma_2 \varepsilon^T Q_2 \varepsilon - \sigma_d(\hat{d}-d)^T(\hat{d}-d) + \\ & \Omega + \sigma_d \|d_0-d\|^2, \end{aligned} \quad (40)$$

进一步

$$\begin{aligned} a = & \min\left\{\gamma_1 \frac{\lambda_{\min}(Q_1)}{\lambda_{\max}(P_1)}, \gamma_2 \frac{\lambda_{\min}(Q_2)}{\lambda_{\max}(P_2)}, \frac{\sigma_d}{\lambda_{\max}(\Gamma^{-1})}\right\}, \\ b = & \Omega + \sigma_d \|d_0-d\|^2, \end{aligned}$$

式(40)为

$$\dot{V} \leq -aV + b. \quad (41)$$

这就意味着通过设计所提出的设定值调整量, 能够使闭环系统的所有控制信号有界^[16].

注2 a 越大、 b 越小时, 收敛速度越快. 为了达到较好的收敛效果, 在通过式(22)和式(23)寻找 Q_1, Q_2 时要注意它们的最小特征根尽可能的大, P_1, P_2 的最大特征根尽可能小, γ_1, γ_2 尽可能大, $\beta_1, \beta_2, \beta_3$ 尽可能大, σ_d 大小要适中, α 在 H

中, 因此其选取要使得 b 越大越好.

4 仿真研究(Simulation research)

考虑如下的两个传递函数的两个闭环控制系统:

$$G_1(s) = \frac{1}{5s+1}, \quad G_2(s) = \frac{1}{4s+2}.$$

假设两个系统均采用PI控制器, 则经过调试可以发现, 系统稳定时的控制器参数可以分别选为 $K_{P1} = 5$, $K_{I1} = 1$ 和 $K_{P2} = 1.5$, $K_{I2} = 0.8$. 假设系统具有执行器故障, 且故障参数 $\theta_1 = \theta_2 = 1$. 指标函数是

$$J = 22 + 68(r_1 - 28)^2 + 8.6 \times \sqrt{(r_2 - 66)^2}.$$

易知系统理想的指标 $r_1^* = 28$, $r_2^* = 66$. 该运行控制系统的底层回路由PID控制执行. 当系统存在常数故障时, 由于PID的强鲁棒性, 系统的稳定性和鲁棒性较强, 甚至对于某些指数函数和慢时变的状况下, PID控制器都展现出了完美的鲁棒性. 然而当系统存在一些固定模态故障时, 如正弦函数型故障, PID控制器就显出了局限性. 下面本文考虑系统发生的故障是固定模态的有界故障, 进而对所提的方法给出仿真验证. 首先将频域系统转化为状态空间形式的如式(13)所示的表示形式, 对第1个闭环控制系统:

选取 $x_1 = y_1$, 可以得到

$$\dot{x}_1 = \dot{y}_1 = 1/5(-x_1 + u_1),$$

其PI控制器为

$$u_1 = 5e_1 + \int e_1 dt.$$

令

$$u_1 = e_1 + v_1,$$

则

$$\dot{v}_1 = 4\dot{e}_1 + e_1.$$

由于

$$e_1 = r_1 - y_1,$$

则经过整理, 最后得到下面的两个动态方程:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= 0.4x_1 + 0.2v_1 + 0.2r_1, \\ \dot{v}_1 &= 0.6x_1 - 0.8v_1 + 0.2r_1. \end{aligned}$$

同样的道理对于第2个闭环控制系统作者能够得到

$$\begin{aligned} \dot{x}_2 &= -0.75x_2 + 0.25v_2 + 0.25r_2, \\ \dot{v}_2 &= -0.425x_2 - 0.125v_2 + 0.675r_2. \end{aligned}$$

选取状态 $z = [x_1 \ v_1 \ x_2 \ v_2]^T$, 则所组成的运行控制系统故障诊断模型结构如公式所示, 则所组成的运行控制系统故障诊断模型结构如公式所示:

$$\begin{cases} \dot{z} = Az + B(r^* + \Delta r) + Ed, \\ y = Cz, \end{cases}$$

其中:

$$A = \begin{bmatrix} -0.4 & 0.2 & 0 & 0 \\ 0.6 & -0.8 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -0.75 & 0.25 \\ 0 & 0 & -0.425 & -0.125 \end{bmatrix},$$

$$B = \begin{bmatrix} 0.2 & 0 \\ 0.2 & 0 \\ 0 & 0.25 \\ 0 & 0.675 \end{bmatrix}, E = \begin{bmatrix} 0.2 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0.25 \\ 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}.$$

由于A的特征根为: 两个实数特征根-0.2, -1和两个复数-0.4375 + 0.0927i, -0.4375 - 0.0927i, 所以A是稳定矩阵, 且

$$-CA^{-1}B = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

但是

$$(I - B(B^T B)^{-1} B^T)E = \begin{bmatrix} 0.1 & 0 \\ -0.1 & 0 \\ 0 & 0.21985 \\ 0 & -0.08143 \end{bmatrix} \neq 0,$$

文中的完备容错控制给出的3个条件, 由上面的分析可以验证, 条件1和条件2是满足的, 但条件3不满足, 因此, 需要采用不完备容错控制, 以确保运行优化的控制目标.

选择

$$\gamma_1 = \gamma_2 = 1, \beta_1 = \beta_2 = \beta_3 = 1/4, P_1 = I_4,$$

$$\Gamma = \begin{bmatrix} 2 & 0 \\ 0 & 2.5 \end{bmatrix}, \sigma_{d_1} = \sigma_{d_2} = 2,$$

$$P_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 2 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 2 \end{bmatrix}, L = \begin{bmatrix} -0.2 & -1 \\ -0.1 & 0.025 \\ 1 & 0.067 \\ -0.1 & 0.025 \end{bmatrix},$$

$$Q_1 = \begin{bmatrix} -1.55 & 0.8 & 0 & 0 \\ 0.8 & -2.35 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -2.25 & -0.175 \\ 0 & 0 & -0.175 & -1 \end{bmatrix},$$

$$Q_2 = \begin{bmatrix} 0.4 & -1.1 & 0 & -0.3 \\ -1.1 & 3.2 & 0.35 & 0.925 \\ 0 & 0.35 & 1.3667 & 0.525 \\ -0.3 & 0.925 & 0.525 & 0.5 \end{bmatrix}.$$

下面分两种情况来验证所提的方法.

1) 单回路故障假设在系统运行101s时, 只有第1

个底层回路发生故障, 故障形式为

$$d_1 = 5 + 2 \sin t.$$

经过设计选取, 此时的参数矩阵和同模态函数分别为

$$\alpha = \begin{bmatrix} 0.97 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\varphi = \begin{bmatrix} \sin t & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

仿真结果及对比效果如图3-7所示, 其中图3是发生故障时, 只采用底层PID控制时的系统第1个闭环系统输出, 可以看到, 曲线出现了明显的波动, 在开始没有故障的时候, 系统经过一段时间的调整达到了稳定状态, 当101s系统发生故障的时候, 输出不稳定. 对应的系统性能指标出现了较大的波动, 如图4所示.

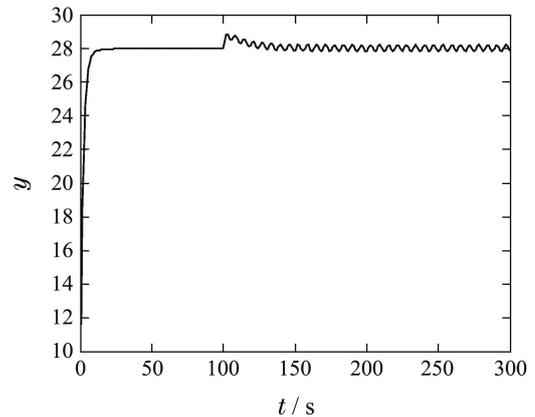


图3 单回路发生故障时经PID控制后系统输出
Fig. 3 The output of system with PID control when fault occur in single-loop

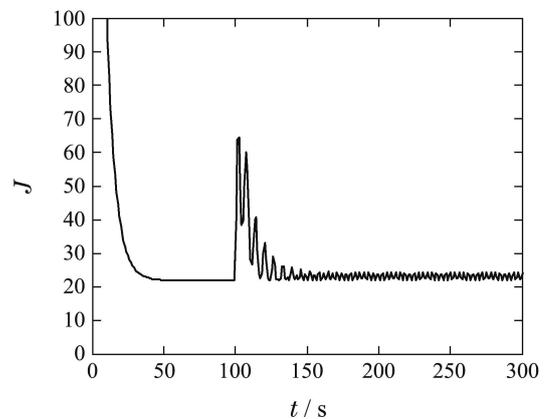


图4 单回路发生故障时经PID控制后性能指标
Fig. 4 The index of system with PID control when fault occur in single-loop

图5-7是当发生故障之后, 采用容错控制后的结果. 图5中, 在故障没有发生的时候, 底层控制回路执

行PID控制,和图3的调节规律一样,此时经过一段时间的调整,达到系统的稳定,实际上起控制作用的仍然只有PID;而当101 s发生故障的时候,可以看到,经过内环PID的调节和外环不完备容错控制的共同作用下,系统克服了发生的故障,最终达到了容错控制效果.图6给出了故障诊断信号的响应曲线,事实上,只做PID的容错控制仍然会存在误差,这样就有100 s之前的不规则的故障跟踪情况;而101 s后,系统的故障估计值(如图5所示)和真实的故障 $d_1 = 5 + 2 \sin t$ 存在较大差异,这是由于底层回路的PID对故障有一部分的抵消作用,也即经过PID控制作用之后,原来的故障能够部分消除却不能完全消除,我们在做外环调整时,如式(13)中所示的故障 d 实际上已经部分的经过了消除.也即式(13)中的故障,不是严格意义下的 d ,而是PID作用后剩下的不能消除的 \bar{d} .图7是对应的性能指标函数,可以看出,对比图4和图7,经过不完备容错控制调整后,可以明显看出对产品性能的提高.

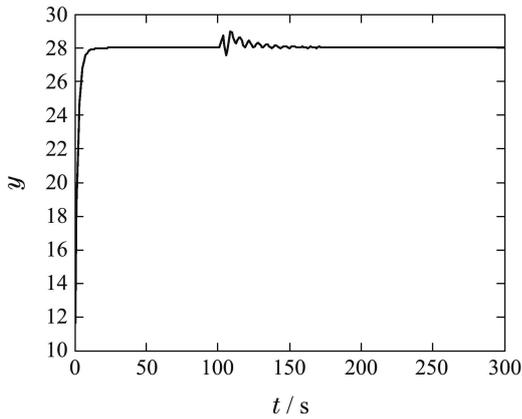


图5 单回路发生故障时经不完备容错控制系统输出
Fig. 5 The output of system with un-perfect control when fault occur in single-loop

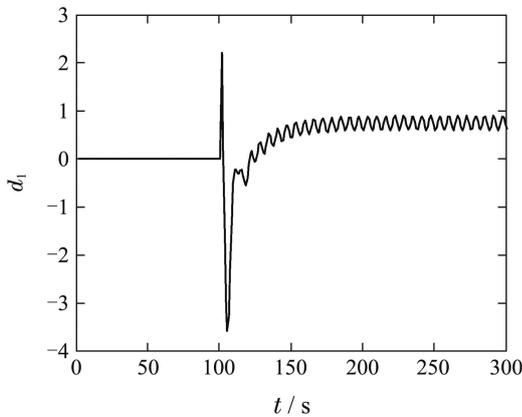


图6 单回路发生故障时的不完备容错控制系统的故障诊断信号
Fig. 6 The fault diagnosis signal of system with unperfect control when fault occur in single-loop

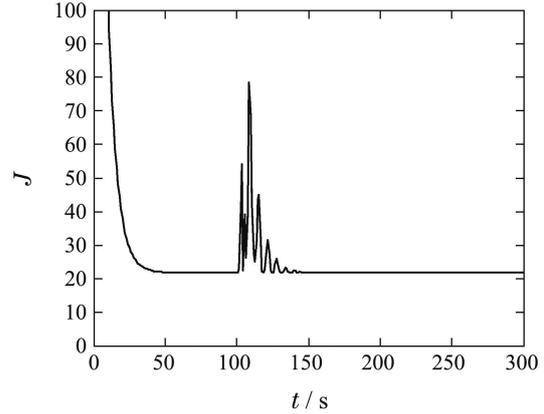


图7 单回路发生故障时的不完备容错控制系统的性能指标
Fig. 7 The index of system with unperfect control when fault occur in single-loop

2) 全回路故障假设在系统运行101 s时,底层回路发生故障,两个回路的故障分别为

$$d_1 = 10 + 2 \sin t,$$

$$d_2 = -20 - 10 \cos t.$$

经过设计选取,此时的参数矩阵和同模态函数分别为

$$\alpha = \begin{bmatrix} 0.15 & 0 \\ 0 & -3 \end{bmatrix},$$

$$\varphi = \begin{bmatrix} \sin t & 0 \\ 0 & \cos t \end{bmatrix}.$$

仿真结果及对比效果如图8-12所示.其中,图8是发生故障时,只采用底层PID控制时的系统输出,这时可以看到,黑线所代表的第1个闭环输出和灰线所表示的第2个闭环输出均出现了明显的波动,在开始没有故障的时候,系统经过一段时间的调整达到了稳定状态,当101 s系统发生故障的时候,输出不稳定.对应的图9给出了此时的系统性能指标,当故障都发生时,性能指标极其不稳定,对安全生产造成影响.

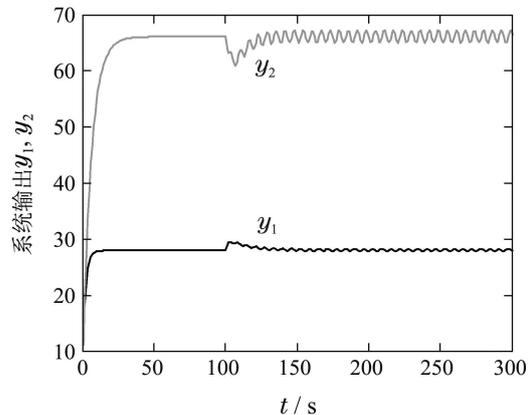


图8 全回路发生故障时经PID控制后系统输出
Fig. 8 The output of system with PID control when fault occur

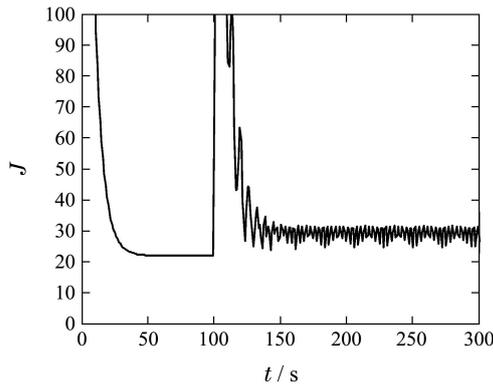


图 9 全回路发生故障时经PID控制后性能指标
Fig. 9 The index of system with PID control when fault occur

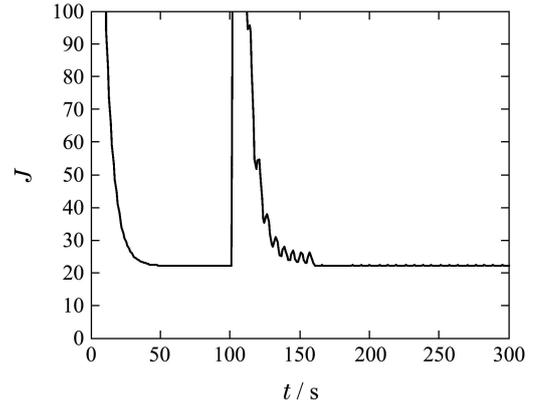


图 12 全回路发生故障时的不完备容错控制系统的性能指标
Fig. 12 The index of system with un-perfect control when fault occur

图10-12是当发生故障,采用容错控制后的结果.图10中,在故障没有发生时,底层控制回路执行PID控制,和图8的调节规律一样,实际上起控制作用的仍然只有PID;当101 s发生故障时,经过内环PID的调节和外环不完备容错控制的共同作用,系统克服了发生的故障,最终达到了容错控制效果.图11给出了故障诊断信号的响应曲线.图12给出了不完备容错控制后的性能指标,和图9比较,性能指标有较大提高.

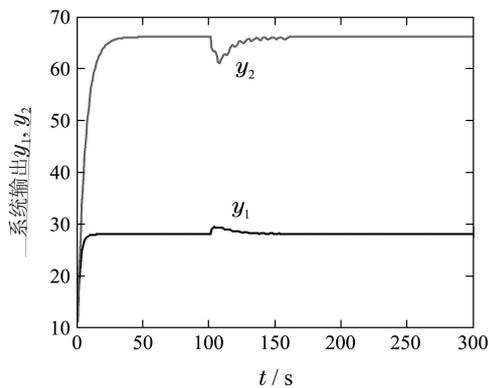


图 10 全回路发生故障时经不完备容错控制后系统输出
Fig. 10 The output of system with unperfect control when fault occur

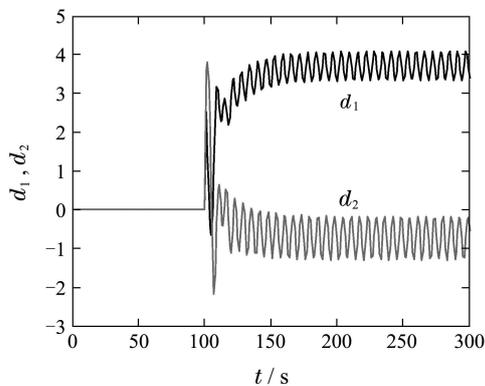


图 11 全回路发生故障时的不完备容错控制系统的故障诊断信号
Fig. 11 The fault diagnosis signal of system with unperfect control when fault occur

5 结论(Conclusions)

本文就工业过程的典型运行优化控制过程的故障容错控制问题进行了系统的分析和研究,首先根据工业过程运行优化过程的特点,建立了基于故障诊断的容错控制模型,然后给出了基于该模型成立的3个必要条件,并给出了完备容错控制方法,当必要条件不能满足时,又给出了故障模态已知状况下的不完备容错控制方法.最后,仿真结果验证了所提方法的有效性.

参考文献(References):

- [1] ZHOU P, CHAI T Y, WANG H. Intelligent optimal-setting control for grinding circuits of mineral processing process [J]. *IEEE Transactions on Automation Science and Engineering*, 2009, 6(4): 730 – 743.
- [2] DING J, CHAI T, WANG H, et al. Knowledge-based global operation of mineral processing under uncertainty [J]. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2012, 8(4): 849 – 859.
- [3] NATH R, ALZEIN Z. On-line dynamic optimization of olefins plants [J]. *Computers and Chemical Engineering*, 2000, 24(2): 533 – 538.
- [4] ENGELL S. Feedback control for optimal process operation [J]. *Journal of Process Control*, 2007, 17(3): 203 – 209.
- [5] TATJEWSKI P. Advanced control and on-line process optimization in multilayer structures [J]. *Annual Reviews in Control*, 2008, 32(1): 71 – 85.
- [6] HASIKOS J, SARIMVEIS H, ZERVAS P L, et al. Operational optimization and real-time control of fuel-cell systems [J]. *Journal of Power Sources*, 2009, 193(1): 258 – 268.
- [7] JASCHKE J, SKOGESTAD S. NCO tracking and self-optimizing control in the context of real-time optimization [J]. *Journal of Process Control*, 2011, 21(10): 1047 – 1416.
- [8] WU L, YANG G H, YE D. Robust adaptive fault-tolerant control for linear systems with actuator failures and mismatched parameter uncertainties [J]. *IET Control Theory and Applications*, 2014, 8(6): 441 – 449.
- [9] ZHANG K, JIANG B. Dynamic output feedback fault tolerant controller design for Takagi-Sugeno fuzzy systems [J]. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 2010, 18(1): 194 – 201.

- [10] LIN C, CHEN C. Robust fault-tolerant control for a biped robot using a recurrent cerebella model articulation controller [J]. *IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics, Part B: Cybernetics*, 2007, 37(1): 110 – 123.
- [11] WANG W, WEN C Y. Adaptive actuator failure compensation control of uncertain nonlinear systems with guaranteed transient performance [J]. *Automatica*, 2010, 46(2): 2082 – 2091.
- [12] YU D, CHANG T, WANG J. Fault tolerant control of nonlinear processes with adaptive diagonal recurrent neural network model [C]//*Second International Symposium on Neural Networks*. Berlin: Springer, 2005: 86 – 91.
- [13] BOSKOVIC J D, JACKSON J A, MEHRA R K, et al. Multiple model adaptive fault-tolerant control of a planetary lander [J]. *Journal of Guidance Control & Dynamics*, 2009, 32(6): 1812 – 1826.
- [14] WU Dinghui, LI Yiyang, JI Zhicheng. Active fault-tolerant linear-parameter-varying control of wind turbines [J]. *Control Theory & Applications*, 2014, 31(4): 425 – 430.
- (吴定会, 李意扬, 纪志成. 风力机的线性变参数主动容错控制 [J]. *控制理论与应用*, 2014, 31(4): 425 – 430.)
- [15] MAO Z, JIANG B, SHI P. Fault-tolerant control for a class of nonlinear sampled-data systems via Euler approximate observer [J]. *Automatica*, 2010, 46(11): 1852 – 1859.
- [16] GE S S, WANG C. Direct adaptive NN control of a class of nonlinear systems [J]. *IEEE Transactions on Neural Networks*, 2002, 13(1): 214 – 221.

作者简介:

生宁 (1982–), 女, 讲师, 目前研究方向是故障诊断与容错控制、自适应模糊控制、工业过程控制等, E-mail: shengning2008@126.com;

王宏 (1960–), 男, 教授, 中组部千人计划教授, 目前研究方向是故障诊断与容错控制、复杂工业过程优化与控制、随机系统分布控制等, E-mail: wanghong@Manchester.ac.uk.