

# 一种新型反馈控制器的研究与应用

李 军<sup>1†</sup>, 黄卫剑<sup>2</sup>, 万文军<sup>2</sup>, 刘 哲<sup>1</sup>

(1. 广东电网有限责任公司电力科学研究院, 广东 广州 510080; 2. 广东电科院能源技术有限责任公司, 广东 广州 510080)

**摘要:** 基于比例-积分-微分(PID)的反馈控制是工业过程控制领域首选的基础控制技术. 在PID控制中, 一个看不见的严重缺陷, 即常规积分控制跟踪常值扰动的效率不高的问题已被揭示. 针对常规积分控制存在的问题, 提出了一种无穷阶积分器(IOI), 显著提高了跟踪常值扰动的效率. 将IOI等用于构造一种新型反馈控制器(NFC), 显著提高了过程输出跟踪过程给定包括跟踪过程稳态偏差的性能. NFC具有简单性和良好的工程易用性, 在难控过程具有比PID更好的控制性能. 数学分析, 仿真实验和电力控制工程应用的结果验证了文中所提出观点和方法的正确性和有效性.

**关键词:** 控制工程; 比例-积分-微分; 新型超前观测器; 无穷阶积分器; 新型反馈控制器; 参数整定

**引用格式:** 李军, 黄卫剑, 万文军, 等. 一种新型反馈控制器的研究与应用. 控制理论与应用, 2020, 37(2): 411 – 422

DOI: 10.7641/CTA.2019.80723

## Research and application of a novel feedback controller

LI Jun<sup>1†</sup>, HUANG Wei-jian<sup>2</sup>, WAN Wen-jun<sup>2</sup>, LIU Zhe<sup>1</sup>

(1. Electric Power Research Institute of Guangdong Power Grid Co., Ltd, Guangzhou Guangdong 510080, China;

2. Guangdong Electric Power Science Research Institute Energy Technology Co., Ltd, Guangzhou Guangdong 510080, China)

**Abstract:** In industrial process control, proportional-integral-derivative (PID) control is the fundamental technology and first choice for engineers. Recently, a serious defect of PID that the efficiency of conventional integration control tracking constant disturbances is not high has been revealed. Aiming at this problem of conventional integration control, an infinite orders integrator (IOI) is proposed, can significantly improve the efficiency of tracking constant disturbances, which is a great breakthrough of control engineering. A novel feedback controller (NFC) can be constructed by IOI, which can remarkably improve the performance of the process output tracking set value and steady deviation. NFC has the characteristic with simplicity and practicability in engineering, and it has better control performance on the hard-to-control process than traditional PID. The mathematical analysis, simulation experiments and actual application results on power engineering verify the correctness and effectiveness of the proposed theories and technologies in this paper.

**Key words:** control engineering; proportional-integral-derivative; novel ahead observer; infinite order integrator; novel feedback controller; parameters tuning

**Citation:** LI Jun, HUANG Weijian, WAN Wenjun, et al. Research and application of a novel feedback controller. *Control Theory & Applications*, 2020, 37(2): 411 – 422

## 1 引言

控制科学<sup>[1]</sup>的发展, 首先是工程技术人员在控制工程实践活动中的发明创造. 在人类社会文明的进步过程, 控制工程上的重大发明起到了关键性作用. 典型的例子, 在1788年, 瓦特(Watt)为了控制蒸汽机转速, 发明了一种离心调速器<sup>[1]</sup>, 对18世纪以蒸汽机为代表的工业革命起到了巨大的推动作用. 在离心调速器发明的百年后, 人们才发现隐藏在离心调速

器中的作用机制, 一种比例作用的反馈控制<sup>[2-4]</sup>. 在过程控制领域, 反馈控制起到了基础性和不可替代的重要作用, 但是比例作用的明显问题是存在系统的稳态误差. N. Minors<sup>[5]</sup>在1922年首次提出了比例-积分-微分(proportional-integral-derivative, PID)控制律, 考仑德(Albert Cal-lender)和斯蒂文森(Allan Stevenson)在1936年实现了真正意义上的PID控制器<sup>[6-11]</sup>, PID有效提高了反馈控制性能, 实现了无系统稳态误差的

收稿日期: 2018-09-21; 录用日期: 2019-05-09.

<sup>†</sup>通信作者. E-mail: lijun.87389@126.com; Tel.: +86 20-85124329.

本文责任编辑: 陈增强.

国家重点研发计划(2017YFB0903604)资助.

Support by the National Key R&D Plan of China (2017YFB0903604).

控制. 在20世纪40年形成了以奈奎斯特(H. Nyquist)提出的奈氏稳定判据<sup>[12]</sup>、伊文斯(W. R. Evans)提出的根轨迹法<sup>[12]</sup>等为核心的经典控制论<sup>[12]</sup>, 推动了PID控制技术在工业过程控制领域的广泛应用.

随后在20世纪50年代末, 航天航空领域的发展对控制理论提出了前所未有的要求, 为了适应这种要求, 现代控制论<sup>[12]</sup>出现, 主要有原苏联科学家庞特里亚金(Pontryagin)提出的极大值原理、美国学者贝尔曼(Bellman)创立的动态规划和卡尔曼(Kalman)建立的卡尔曼滤波理论<sup>[13-14]</sup>等. 经过半个多世纪的发展, 产生出宏大和严密的现代控制论和众多的先进控制<sup>[15-18]</sup>. 简单地认识先进控制: “建模-优化”的策略, 以数学模型为基础<sup>[12]</sup>, 以最优控制为核心<sup>[12]</sup>.

现代控制论的理论成果虽然高度发展和完善, 但是客观上它丝毫没有撼动PID控制在工业过程控制中的主导地位. 至今为止, 基于PID的反馈控制依然是工业过程控制领域的一种首选的基础控制技术, 但是这并不代表PID控制已经能够较好满足控制实际要求. 长期以来, 围绕着提高PID控制性能的各种研究至今一直没有间断, 如非线性PID<sup>[6]</sup>、内模PID<sup>[7]</sup>、基于非线性滤波的PID<sup>[8]</sup>、基于高效滤波的PID<sup>[9]</sup>、基于输出补偿的PID<sup>[10]</sup>、基于卡尔曼滤波的PID (Kalman-PID)<sup>[11]</sup>、基于内反馈控制的内部PID (inside PID, IPID)<sup>[19]</sup>等; 在运用中, PID参数整定始终是一个关键性问题, 柴天佑<sup>[1]</sup>指出: “如何选择PID控制器参数使控制系统具有良好的性能的研究吸引了大量的工程师和科学家”. 在长期的实践中, 形成了多种PID参数整定方法, 例如Ziegler-Nichols tuning<sup>[20-21]</sup>、继电整定法<sup>[22]</sup>、基于相角裕度和幅值裕度的整定法<sup>[23]</sup>、基于2阶逆模型的整定法<sup>[9]</sup>等. 文献[24-26]提出将先进控制引伸到PID参数整定, 例如基于神经网络的PID<sup>[24]</sup>、基于改进粒子群算法的PID<sup>[25]</sup>、基于改进遗传算法的PID<sup>[26]</sup>等.

在控制工程实践中, 工程师发现在PID控制中存在一个看不见的严重缺陷, 这就是常规积分(integral, I)控制存在跟踪常值扰动效率不高的问题, 这正是长期以来, PID控制难以被全面超越的根源所在; 文中在对工程技术人员实践经验总结的基础上, 提出了一种无穷阶积分器(infinite order integrator, IOI), 显著提高了跟踪常值扰动的效率, 在积分作用的机制上有所突破. 在IOI和一种新型超前观测器(novel ahead observer, NAO)的基础上, 工程师构造出一种新型反馈控制器(novel feedback controller, NFC), 显著提高了跟踪常值扰动的性能包括提高了在难控过程的控制性能. 所谓难控过程, 也就是纯滞后比例占40%以上的滞后过程. NFC仅依据过程响应的信息进行参数整定, 具有简单性和良好的工程易用性, 完全不依赖模型.

柴天佑<sup>[2]</sup>论述了“效率指标”对工业装置的运行

优化控制的重要性. NFC能够有效提高过程输出跟踪过程给定的效率指标, 简称跟踪率指标, 有效提高控制输出控制过程输出的效率指标, 简称控制效率指标. 提高控制效率指标对于电力系统生产过程的优化控制具有实际意义, 例如减小调节过程的能耗. 在一些以压缩空气能、氢气能等为输入, 以电能为输出的新型电力储能系统中, 提高控制效率指标尤其重要, 例如在输出电能负荷的变化过程, 能够有效提高输入能量转换为输出电能的效率.

文中变量包括符号的表达具有唯一性, 可相互引用. 文中不设仿真实验篇, 仿真实验的结果分布在各章节中, 仿真实验的数值计算间隔为1s; 出于表述简洁性的需要, 如文中无特别说明, 时间包括时间长度和时间常数, 单位为s; 频率包括频率带宽, 单位为rad·s<sup>-1</sup>; 增益包括幅频增益, 单位无量纲; 相位包括相频相位和相位稳定裕度, 单位为°; 阶次, 单位无量纲.

## 2 新型超前观测器

运用超前观测<sup>[27]</sup>能够获取过程响应的提前信息, 对提高过程控制性能具有积极意义. 超前观测有多种形式, PID中的微分(derivative, D)控制均是一种超前观测.

在实践中, 工程技术人员经常运用到一种将过程输出与它的纯滞后(pure lag, PL)相减的方法, 简称为现在减过去方法(now subtract past, NSP), 工程师认为NSP具有超前作用, 在一定程度上可提高在难控过程的控制性能. NSP表达式为

$$W_{\text{NSP}}(s) = 1 - e^{-T_{\text{PL}}s}, \quad (1)$$

式中 $W_{\text{NSP}}(s)$ ,  $T_{\text{PL}}$ 为NSP的传递函数、纯滞后时间常数.

在NSP的基础上, 文中提出了一种根据过去观测超前(past observer ahead, POA)的方法, 表达式为

$$Y_{\text{POA}}(t) = 2Y_{\text{P}}(t) - Y_{\text{P}}(t - T_{\text{PL}}), \quad (2)$$

式中:  $Y_{\text{P-POA}}(t)$ 为过程响应的POA观测输出,  $t$ 为过程时间,  $Y_{\text{P}}(t)$ 为过程响应输出,  $Y_{\text{P}}(t - T_{\text{PL}})$ 为过程响应在纯滞后 $T_{\text{PL}}$ 的输出.

对一个2阶惯性过程(second order inertial process, SOIP)在单位阶跃激励的过程响应进行POA观测. SOIP表达式为

$$W_{\text{SOIP}}(s) = \frac{1}{(1 + T_{\alpha}s)^2}, \quad (3)$$

式中 $W_{\text{SOIP}}(s)$ ,  $T_{\alpha}$ 为SOIP的传递函数、惯性时间常数.

用 $Y_{\text{SOIP}}(t)$ 和 $Y_{\text{SOIP-POA}}(t)$ 表达SOIP在单位阶跃输入的过程输出和POA观测输出. 具体在 $T_{\alpha} = 100$  s,  $T_{\text{PL}} = 100$  s. 得到POA观测结果, 如图1所示.

由图中1可见, POA对过程响应具有较好的超前观

测特性.

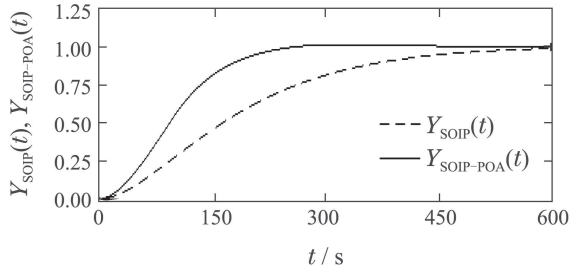


图 1 过程响应的POA观测结果示意图

Fig. 1 Structure diagram of process response observative result of past observative ahead

如果将POA的输出直接用于过程控制, 主要存在控制器输出的跳变问题, 实际需要对比(2)给出的  $Y_{P-POA}(t)$  或图1中的  $Y_{SOIP-POA}(t)$  进行一些滤波处理.

在POA的基础上, 文中提出了一种新型超前观测器, 即NAO, 表达式为

$$\begin{cases} Y_{RI}(t) = \frac{1}{2T_{PL}} \int_{T_{RI}=0}^{T_{RI}=2T_{PL}} [Y_P(t) - Y_P(t - T_{RI})] dT_{RI}, \\ Y_{NAO}(t) = Y_P(t) + K_{AO} Y_{RI}(t), \\ T_{AO} = T_{PL}, \omega_{AO} = \frac{1}{T_{AO}}, \omega_{AO} = \omega_{PFB}, \end{cases} \quad (4)$$

式中:  $Y_{RI}(t)$  为NSP的反向积分(reverse integration, RI)输出, 反向积分时间长度为  $2T_{PL}$ ,  $Y_{NAO}(t)$  为NAO观测输出,  $T_{RI}$  为相对  $t$  从0开始的反向时间,  $K_{AO}$  为超前观测增益,  $T_{AO}$  为超前观测时间常数. 数量上  $T_{AO} = T_{PL}$ .  $\omega_{AO}$  为超前观测频率带宽.  $\omega_{PFB}$  为过程频率带宽(process frequency bandwidth, PFB).

根据工程师的总结,  $\omega_{AO}$  与  $T_{AO}$  的成反比关系是NAO的基本特性, 在  $\omega_{AO} > \omega_{PFB}$  时, NAO提供的超前观测相对有效.

客观地看问题, 在离散时间域实现NAO, 在每一个离散间隔均需要进行一次RI计算, 因此NAO存在在线计算量较大的实际问题. 工程师提出了一种简化NAO的方法, 如果将式(4)中的RI改为正向积分等处理, 则得到简化NAO(simplify NAO, SNAO). 其表达式为

$$W_{SNAO}(s) = 1 + K_{AO} \left( 1 - \frac{1 - e^{-T_{AO}s}}{T_{AO}s} \right), \quad (5)$$

式中  $W_{SNAO}(s)$  为SNAO的传递函数.

在式(5)中包含了一种滑动窗滤波器(sliding window filter, SWF)<sup>[28-29]</sup>, 放在之后的篇幅分析.

对SOIP在单位阶跃激励的过程响应进行SNOA观测. 用  $Y_{SOIP-SNAO}(t)$  表达SNAO观测输出. 具体在  $T_{AO} = 100$  s, 可以得到  $\omega_{PFB} \approx 0.0065$  rad/s. 首先设置  $T_{AO}$

$= 100$  s, 即  $T_{AO} < 1/\omega_{PFB}$ . 在  $K_{AO} = 1 \sim 2$ , 得到SNAO观测结果, 如图2所示.

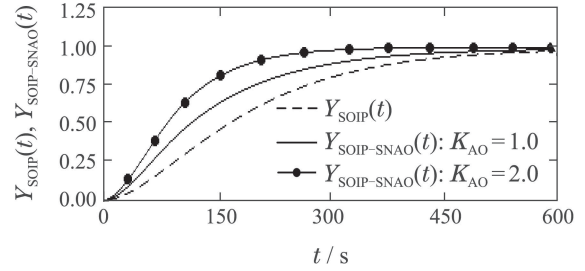


图 2 过程响应SNAO观测结果示意图(意图1)

Fig. 2 Structure diagram of process response observative result of simplify novel ahead observative (intention of 1)

在NFC中, 设置  $T_{AO} = 1/\omega_{PFB}$  和  $K_{AO} = 1$  具有易用性的特性. 在图2实验结果基础上, 设置  $T_{AO} = 154$  s, 即  $T_{AO} \approx 1/\omega_{PFB}$ . 在  $K_{AO} = 1$ , 得到SNAO观测结果, 如图3所示.

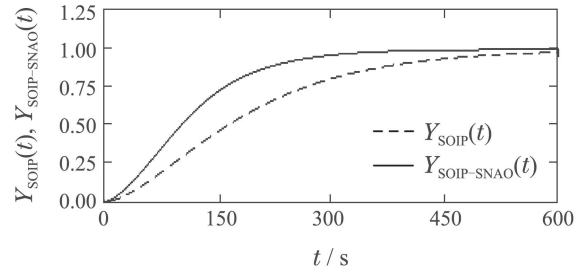


图 3 过程响应SNAO观测结果示意图(意图2)

Fig. 3 Structure diagram of process response observative result of simplify novel ahead observative (intention of 2)

由图2-3可见, SNAO对过程响应具有较好的超前观测特性.

之后文中如无特别说明, NAO均指SNAO.

### 3 无穷阶积分器

首先需要对滑动窗滤波器, 即SWF<sup>[28-29]</sup> 有所了解. 如果对NSP进行正向积分处理, 则得到SWF, 表达式为

$$\begin{cases} W_{SWF}(s) = \frac{1 - e^{-T_{SW}s}}{T_{SW}s}, \\ T_{SW} = T_{PL}, \end{cases} \quad (6)$$

式中  $W_{SWF}(s)$ ,  $T_{SW}$  为SWF的传递函数、滑动窗时间长度. 在数量上,  $T_{SW} = T_{PL}$ .

在SWF中, 纯滞后环节的泰勒级数展开表达式为

$$e^{-T_{SW}s} = \begin{cases} n \rightarrow \infty \\ |\omega| < \infty \end{cases} 1 + \frac{(-T_{SW}s)}{1!} + \frac{(-T_{SW}s)^2}{2!} + \dots + \frac{(-T_{SW}s)^n}{n!}, \quad (7)$$

式中 $n$ 为整数阶次.

纯滞后环节是一种 $s$ 项阶次无穷大系统<sup>[12]</sup>或者无穷阶系统,因此SWF包括IOI也具有无穷阶的特性.

在构造IOI之前,需要对构造常规积分作用的一些特殊方法有所了解.如果将一阶惯性滤波器(first order inertial filter, FOIF)作用于一种正反馈环节,可得到常规积分作用,如图4所示.

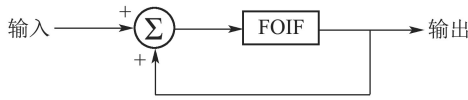


图4 正反馈环节示意图

Fig. 4 The diagram of positive feedback link

正反馈环节表达式为

$$\begin{cases} W_I(s) = \frac{W_{FOIF}(s)}{1 - W_{FOIF}(s)} = \frac{1}{T_I s}, \\ W_{FOIF}(s) = \frac{1}{1 + T_{FOIF} s}, \\ W_I(j\omega) = \frac{1}{j\omega T_I} = G_I(\omega)e^{PH_I(\omega)}, \\ T_I = T_{FOIF}, \end{cases} \quad (8)$$

式中:  $W_I(s)$ 为I的传递函数,  $W_{FOIF}(s)$ 为FOIF的传递函数,  $T_{FOIF}$ 为惯性时间常数,  $T_I$ 为积分时间常数,数量上 $T_I = T_{FOIF}$ ,  $W_I(j\omega)$ ,  $G_I(\omega)$ ,  $PH_I(\omega)$ 为I的频域函数、幅频增益、相频相位,  $\omega$ 为正弦频率.

同样的原理,用SWF构造IOI,如图5所示.

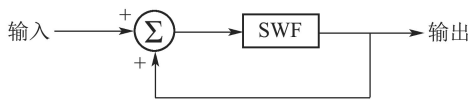


图5 无穷阶积分器示意图

Fig. 5 The diagram of infinite order integrator

IOI表达式为

$$\begin{cases} W_{IOI}(s) = \frac{W_{SWF}(s)}{1 - W_{SWF}(s)} = \frac{1 - e^{-T_{IOI}s}}{T_{IOI}s + e^{-T_{IOI}s} - 1}, \\ W_{IOI}(j\omega) = \frac{\operatorname{tg}\left(\frac{T_{IOI}\omega}{2}\right) + j}{-\operatorname{tg}\left(\frac{T_{IOI}\omega}{2}\right) + j\left[\frac{T_{IOI}\omega}{\sin(T_{IOI}\omega)} - 1\right]} = G_{IOI}(\omega)e^{PH_{IOI}(\omega)}, \\ W_{IOI}(j\omega) \Big|_{\omega \rightarrow 0} = \frac{2}{j\omega T_{IOI}}, \\ T_{IOI} = T_{SW}, \end{cases} \quad (9)$$

式中:  $W_{IOI}(s)$ ,  $T_{IOI}$ 为IOI的传递函数、积分时间常数,数量上 $T_{IOI} = T_{SW}$ ;  $W_{IOI}(j\omega)$ ,  $G_{IOI}(\omega)$ ,  $PH_{IOI}(\omega)$ 为IOI的频域函数、幅频增益、相频相位.

在 $T_{IOI} = T_I$ ,并且 $\omega$ 趋于0,则IOI的增益是I的2倍,这是IOI显著优于I的数学依据.

用 $Y_{IOI}(t)$ 和 $Y_I(t)$ 表达IOI和I在单位阶跃输入的过程输出,在 $T_{IOI} = T_I = 400$  s,得到的实验结果,如图6所示.

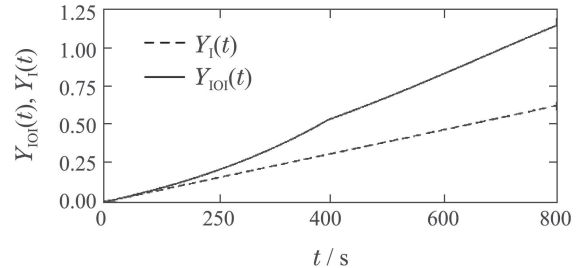


图6 积分器输出特性示意图

Fig. 6 The diagram of output characteristic of integrator

由图6可见,IOI具有比I更高的输出效率.具体在 $T_{IOI} = T_I = 400$  s,得到IOI和I的增益频率特性和相位频率特性,如图7-8所示.

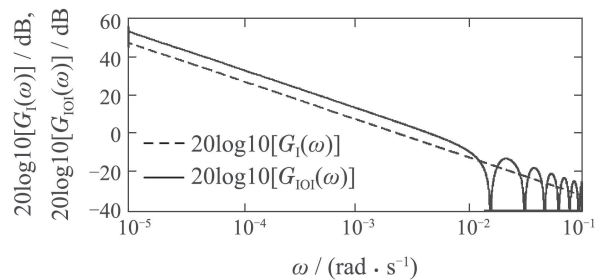


图7 积分器增益频率特性示意图

Fig. 7 Frequency characteristic diagram of gain of integrator

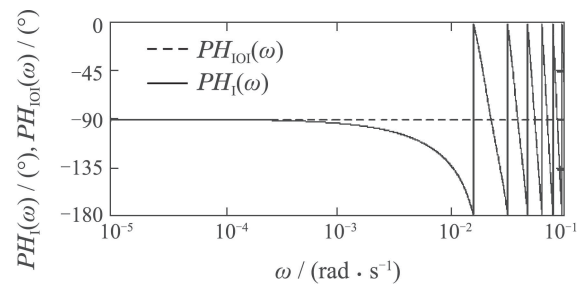


图8 积分器相位频率特性示意图

Fig. 8 Frequency characteristic diagram of phase of integrator

在图7中,  $G_{IOI}(\omega)$ 和 $G_I(\omega)$ 采用对数dB单位.在 $\omega < 0.01$  rad/s时,  $G_{IOI}(\omega)$ 高出 $G_I(\omega)$ 6 dB,表明IOI能够更有效地提高控制器的低频增益.

#### 4 比例-无穷阶积分控制器

PI控制器表达式为

$$W_{PI}(s) = K_P + \frac{1}{T_I s}, \quad (10)$$

式中  $W_{PI}(s)$ ,  $K_P$  为 PI 的传递函数、比例增益。

基于比例(proportional, P)和 IOI 的比例-无穷阶积分(P plus IOI, P-IOI)控制器表达式为

$$W_{P-IOI}(s) = K_P + K_{IOI}W_{IOI}(s), \quad (11)$$

式中:  $W_{P-IOI}(s)$ ,  $K_P$  为 P-IOI 的传递函数、比例增益,  $K_{IOI}$  为 IOI 的增益, P-IOI 有 3 个参数。

出于研究的需要, 定义控制系统 (control system, CS), 如图 9 所示。

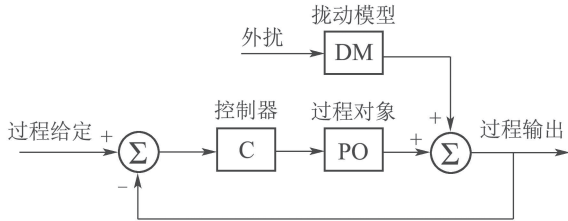


图 9 控制系统示意图

Fig. 9 The diagram of control system

控制器 C 具体为 P-IOI, PI, PID, NFC 等。外扰通过扰动模型 (disturbance model, DM) 直接叠加在过程对象 (process object, PO) 的过程输出中, 相当于施加了一种外部耦合作用。

出于研究的需要, PO 和 DM 表达式为

$$\begin{cases} W_{PO}(s) = \frac{K_\alpha}{(1 + T_\alpha s)^n} e^{-T_L s}, \\ W_{DM}(s) = \frac{1}{1 + T_{DM} s}, \end{cases} \quad (12)$$

式中:  $W_{PO}(s)$ ,  $K_\alpha$ ,  $T_L$  为 PO 的传递函数、过程增益, 纯滞后时间常数,  $W_{DM}(s)$ ,  $T_{DM}$  为 DM 的传递函数、惯性时间常数。

将 P-IOI 控制与 PI 控制进行对比, 对 P-IOI 和 PI 参数进行任意可能的调整。为了保证对比的真实性, 对于确定性对象, 在过程给定阶跃变化时, 过程输出单调不超调, 简称为实验约束。

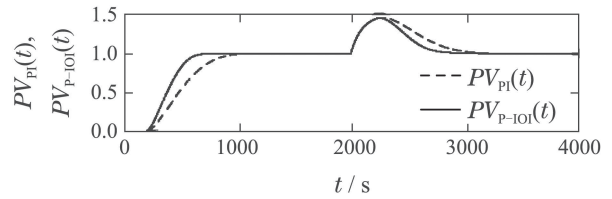
用  $CO_{P-IOI}(t)$  和  $PV_{P-IOI}(t)$  表达 P-IOI 控制输出和过程输出, 用  $CO_{PI}(t)$  和  $PV_{PI}(t)$  表达 PI 控制输出和过程输出。

在 PO 为 2 阶惯性加纯滞后过程, 具体为  $n = 2$ ,  $K_\alpha = 1$ ,  $T_\alpha = 100$  s,  $T_L = 200$  s。经过多次和反复调整, 得到 A 组 PI 参数为  $K_P = 0.35$ ,  $T_I = 520$  s。得到 A 组 P-IOI 参数为  $T_{IOI} = 565$  s,  $K_{IOI} = 0.70$ ,  $K_P = 0.787$ 。设置 DM 参数为  $T_{DM} = 100$  s。在过程给定 1, 外扰为 0.5, 得到的实验结果, 如图 10 所示。

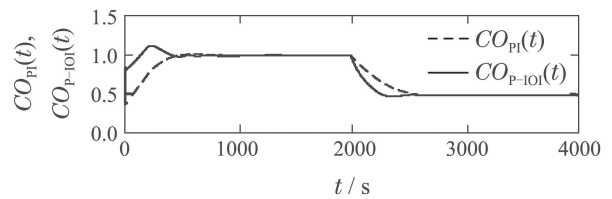
之后文中如无特别说明, 保持 DM 参数, 过程给定和外扰不变。

将 PO 改为 4 阶惯性过程, 具体为  $n = 4$ ,  $K_\alpha = 1$ ,  $T_\alpha = 100$  s,  $T_L = 0$  s。经过多次和反复调整, 得到 B

组 PI 参数为  $K_P = 0.46$ ,  $T_I = 478$  s。得到 B 组 P-IOI 参数为  $T_{IOI} = 648$  s,  $K_{IOI} = 0.90$ ,  $K_P = 1.035$ 。得到的实验结果, 如图 11 所示。



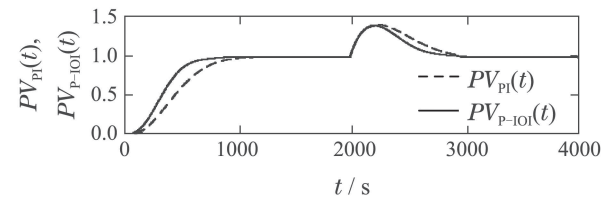
(a) 过程输出



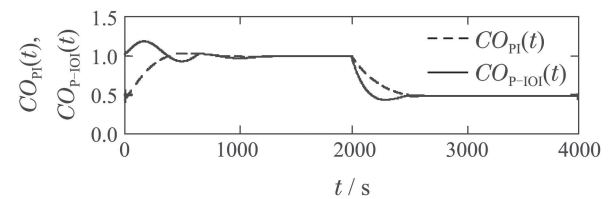
(b) 控制输出

图 10 控制特性仿真实验结果(意图 1)

Fig. 10 The diagram of control characteristic simulation results (intention of 1)



(a) 过程输出



(b) 控制输出

图 11 控制特性仿真实验结果(意图 2)

Fig. 11 The diagram of control characteristic simulation results (intention of 2)

根据图 10 和图 11 给出的实验结果, 并不能确定 P-IOI 或者 PI 的控制性能已经最好, 但是在实验约束下也难以再进一步明显地提高他们的控制性能, 因此可以得出基本结论: 在控制性能上, P-IOI 控制已经较好地超越了 PI 控制。

在工程上, 通常采用均方值 (mean square value, MSV)<sup>[30]</sup> 来表示信号在一定时间的平均功率, 文中采用 MSV 的比值 (MSV ratio, MSVR) 来分析过程输出跟踪过程给定 (process given, PG) 的跟踪效率指标。MSVR 表达式为

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{MSVR}_{\text{P-IOI}} = \frac{\frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} [PV_{\text{P-IOI}}(t)]^2}{\frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} [PG(t)]^2}, \\ \text{MSVR}_{\text{PI}} = \frac{\frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} [PV_{\text{PI}}(t)]^2}{\frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} [PG(t)]^2}, \end{array} \right. \quad (13)$$

式中:  $\text{MSVR}_{\text{P-IOI}}$ 和 $\text{MSVR}_{\text{PI}}$ 为P-IOI控制和PI控制的MSVR,  $PG(t)$ 为过程给定,  $T_S$ 为阶跃输入开始到过程输出稳定的时间。

由图10和图11可知, 在 $t=1000$  s时,  $PV_{\text{P-IOI}}(t)$ 和 $PV_{\text{PI}}(t)$ 已经趋于稳定. 取 $T_S=1000$  s, 得到MSVR计算结果, 如表1所示.

表1 均方值比值计算结果

Table 1 Calculation results of mean square value ratio

| 内容    | $\text{MSVR}_{\text{P-IOI}}$ | $\text{MSVR}_{\text{PI}}$ |
|-------|------------------------------|---------------------------|
| 图10实验 | 0.5354                       | 0.3819                    |
| 图11实验 | 0.5354                       | 0.4108                    |

相对PI控制, P-IOI控制的跟踪效率指标较高. 文献[31]是P-IOI的中国发明专利申请.

## 5 新型反馈控制器

在NAO和P-IOI基础上, 文中提出了一种基于P, NAO, P-IOI串级结构的新型反馈控制器, 即NFC, 表达式为

$$W_{\text{NFC}}(s) = K_{\text{NFC}} W_{\text{NAO}}(s) W_{\text{P-IOI}}(s), \quad (14)$$

式中:  $W_{\text{NFC}}(s)$ ,  $K_{\text{NFC}}$ 为NFC的传递函数、串级比例增益,  $W_{\text{NAO}}(s)$ 为NAO的传递函数.

对于惯性加纯滞后过程, NFC参数整定原则的表达式为

$$\left\{ \begin{array}{l} K_{\text{NFC}} = \frac{1}{2P_G}, K_{\text{AO}} = 1, K_p = 1, \\ K_{\text{IOI}} = 1, T_{\text{AO}} = \frac{1}{\omega_{\text{PFB}}}, T_{\text{IOI}} = T_{0.63}, \end{array} \right. \quad (15)$$

式中:  $P_G$ 为过程增益(process gain),  $T_{0.63}$ 为过程滞后时间.

NFC有6个参数, 但是已经将 $K_{\text{AO}}$ ,  $K_p$ ,  $K_{\text{IOI}}$ 固定为1, 实际需要调整的参数只剩下3个.

可通过在现场的开环阶跃激励响应试验获取 $P_G$ 和 $T_{0.63}$ , 如图12所示.

在图12中:  $Y_P(t)$ 为过程输出,  $Y_S(t)$ 为开环阶跃激励输入,  $R_{\text{end}}$ 为 $Y_P(t) : Y_S(t)$ 的终值,  $T_{0.63}$ 为 $Y_P(t) : Y_S(t)$ 上升到 $0.63R_{\text{end}}$ 的时间,  $T_{\text{end}}$ 为趋势段的截止时间,  $R_{\text{end}}$ 具体代表了 $P_G$ .

原则上 $T_{\text{AO}} = 1/\omega_{\text{PFB}}$ , 由于 $\omega_{\text{PFB}}$ 不易获取, 通常凭经验设置, 例如 $T_{\text{AO}} = 0.25 \sim 0.5T_{0.63}$ . 仿真试验

结果表明,  $T_{\text{AO}}$ 在较大范围变化时, 对NFC控制特性的影响并不明显, 表明了 $T_{\text{AO}}$ 的经验整定方法可行.

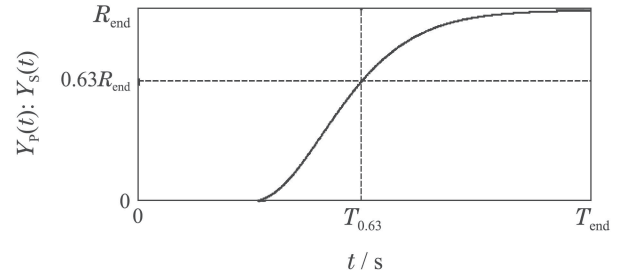


图12 开环阶跃激励响应试验示意图

Fig. 12 The trend of step response experiments of open loop

在参数整定上, NFC避开了模型辨识<sup>[32-33]</sup>、模型降价<sup>[34]</sup>等繁琐的中间过程, 完全不依赖模型. 文献[35]是NFC的中国发明专利申请.

### 5.1 鲁棒性能分析

NFC开环系统频域函数表达式为

$$\left\{ \begin{array}{l} W_{\text{NFC-OL}}(j\omega) = \\ K_{\text{NFC-OL}} W_{\text{NAO}}(j\omega) W_{\text{P-IOI}}(j\omega) W_{\text{PO}}(j\omega) = \\ G_{\text{NFC-OL}}(\omega) e^{jPH_{\text{NFC-OL}}(\omega)}, \\ PM_{\text{NFC-OL}} = 180 + PH_{\text{NFC-OL}}(\omega), \\ G_{\text{NFC-OL}}(\omega)=1 \end{array} \right. \quad (16)$$

式中:  $W_{\text{NAO}}(j\omega)$ ,  $W_{\text{P-IOI}}(j\omega)$ ,  $W_{\text{PO}}(j\omega)$ 为NAO, P-IOI, PO的频域函数.  $W_{\text{NFC-OL}}(j\omega)$ ,  $G_{\text{NFC-OL}}(\omega)$ ,  $PH_{\text{NFC-OL}}(\omega)$ ,  $PM_{\text{NFC-OL}}$ 为NFC的开环系统频域函数、幅频增益、相频相位、相位稳定裕度.

NFC闭环系统传递函数表达式为

$$\left\{ \begin{array}{l} W_{\text{NGBC-CL}}(s) = \\ \frac{K_{\text{NGBC}} W_{\text{NAO}}(s) W_{\text{P-IOI}}(s) W_{\text{PO}}(s)}{1 + K_{\text{NGBC}} W_{\text{NAO}}(s) W_{\text{P-IOI}}(s) W_{\text{PO}}(s)} = \\ \frac{K_{\text{NGBC}} W_{\text{NAO}}(s) W_{\text{PO}}(s)}{[1 - W_{\text{SWF}}(s)] + K_{\text{NGBC}} W_{\text{NAO}}(s) W_{\text{PO}}(s)}, \\ \lim_{PM_{\text{NGBC-OL}} > 0^\circ, s \rightarrow 0} [1 - W_{\text{SWF}}(s)] = 0, \\ \lim_{PM_{\text{NGBC-OL}} > 0^\circ, s \rightarrow 0} W_{\text{NGBC-CL}}(s) = 1, \end{array} \right. \quad (17)$$

式中 $W_{\text{NFC-CL}}(s)$ 为NFC的闭环传递函数.

在稳定范围 $PH_{\text{NFC-OL}}(\omega) > 0^\circ$ 时,  $W_{\text{NFC-CL}}(s)$ 收敛于1. 也就是在过程给定为阶跃时, 过程输出逐渐收敛于过程给定.

以PO为2阶惯性加纯滞后过程为例, 具体为 $n=2$ ,  $K_\alpha = 1$ ,  $T_\alpha = 100$  s,  $T_L = 200$  s. 可以得到的 $T_{0.63} \approx 412$  s,  $P_G = 1$ ,  $\omega_{\text{PFB}} \approx 0.0065$  rad/s. 则得到A组NFC参数为 $K_{\text{NFC}} = 0.5$ ,  $T_{\text{IOI}} = 412$  s,  $T_{\text{AO}} = 1/\omega_{\text{PFB}} \approx 154$  s.

在A组NFC参数条件下, 改变PO参数, 具体 $T_\alpha$ 变化范围1~250 s,  $K_\alpha$ 变化范围0.5~1.75. 简单考虑,  $T_L$ 变化范围是 $T_L = 2T_\alpha$ . 得到 $PM_{NFC-OL}$ 计算结果, 如图13所示.

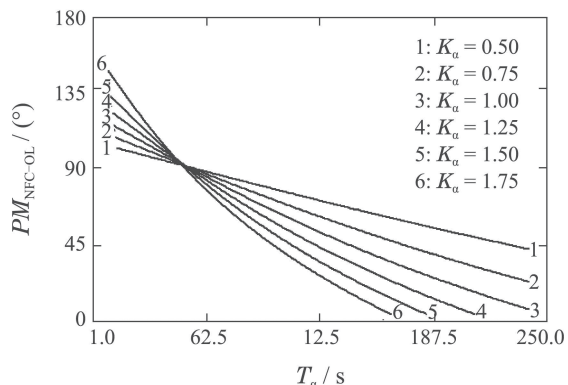


图 13 频域相位稳定裕度

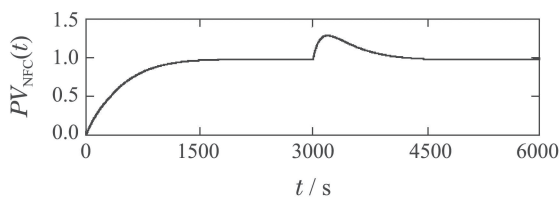
Fig. 13 Schematic diagram of frequency domain phase stability margin

图13给出的 $PM_{NFC-OL}$ 计算结果说明, NFC具有良好的鲁棒性能.

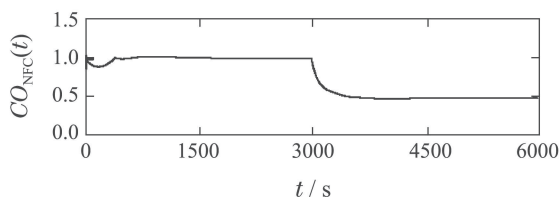
### 5.2 低阶易控过程控制

在PO参数:  $n \leq 2$ 和 $T_L x = 0$ s时, 称之为低阶易控过程. 用 $CO_{NFC}(t)$ 和 $PV_{NFC}(t)$ 表达NFC控制输出和过程输出.

在PO为1阶惯性过程, 具体为 $n = 1$ ,  $K_\alpha = 1$ ,  $T_\alpha = 400$  s,  $T_L = 0$  s. 可以得到 $T_{0.63} = 400$  s,  $P_G = 1$ ,  $\omega_{PFB} \approx 0.0025$  rad/s. 得到B组NFC参数为 $K_{NFC} = 0.5$ ,  $T_{IOI} = 400$  s,  $T_{AO} = 1/\omega_{PFB} = 400$  s. 得到的仿真实验结果, 如图14所示.



(a) 过程输出



(b) 控制输出

图 14 新型反馈控制器控制特性仿真实验结果(意图1)

Fig. 14 The diagram of control characteristic simulation results of novel feedback controller (intention of 1)

在图14实验结果基础上, 如果不考虑 $CO_{NFC}(t)$ 幅

度, 分别设 $K_{NFC} = 0.5, 1.0, 5.0$ , 得到的仿真实验结果, 如图15所示.

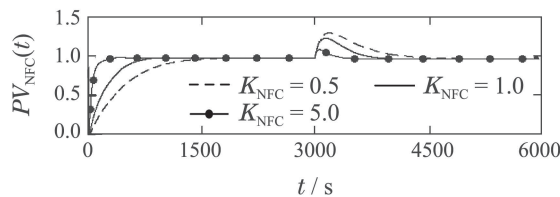
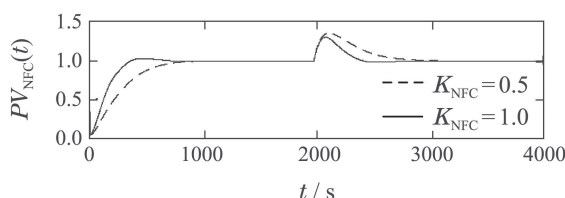


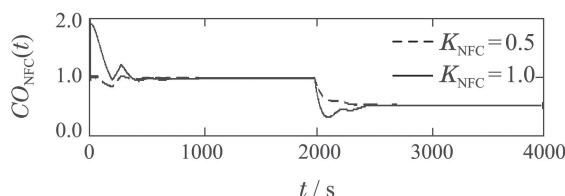
图 15 新型反馈控制器控制特性仿真实验结果(意图2)

Fig. 15 The diagram of control characteristic simulation results of novel feedback controller (intention of 2)

在PO为2阶惯性过程, 具体为 $n = 2$ ,  $K_\alpha = 1$ ,  $T_\alpha = 200$  s,  $T_L = 0$  s. 可以得到 $T_{0.63} \approx 420$  s,  $P_G = 1$ ,  $\omega_{PFB} \approx 0.00325$  rad/s. 得到C组NFC参数为 $K_{NFC} = 0.5$ ,  $T_{IOI} = 424$  s,  $T_{AO} = 1/\omega_{PFB} \approx 307$  s, 分别设置 $K_{NFC} = 0.5, 1.0$ . 得到的仿真实验结果, 如图16所示.



(a) 过程输出



(b) 控制输出

图 16 新型反馈控制器控制特性仿真实验结果(意图3)

Fig. 16 The diagram of control characteristic simulation results of novel feedback controller (intention of 3)

由图14-16可见, 式(15)给出的参数整定原则提供了一种基本保证, 在这种基础上, 通过提高 $K_{NFC}$ , 进一步提高了NFC的控制性能. 但是提高 $K_{NFC}$ 的幅度受到了过程难控程度的限制. 对于1阶惯性过程, 允许大幅提高 $K_{NFC}$ , 例如 $K_{NFC} = 20$ . 对于2阶惯性过程, 提高 $K_{NFC}$ 的幅度不会太大, 例如 $K_{NFC} = 2$ . 对于难控过程, 提高 $K_{NFC}$ 的幅度则较小, 例如 $K_{NFC} = 0.75$ .

### 5.3 难控过程和非线性过程控制

在PO为2阶惯性加纯滞后过程, 具体为 $n = 2$ ,  $K_\alpha = 1$ ,  $T_\alpha = 100$  s,  $T_L = 200$  s. 可以得到 $T_{0.63} \approx 412$  s,  $P_G = 1$ ,  $\omega_{PFB} \approx 0.0065$  rad/s. 采用之前给出的A组NFC参数. 得到的仿真实验结果, 如图17所示.

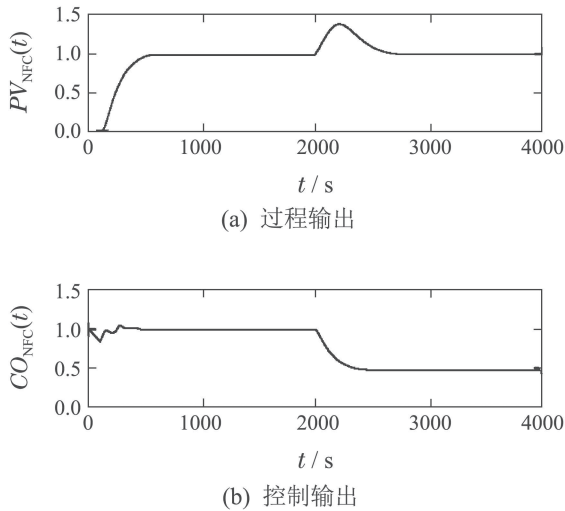


图 17 新型反馈控制器控制特性仿真实验结果(意图4)  
Fig. 17 The diagram of control characteristic simulation results of novel feedback controller (intention of 4)

将PO改为一阶惯性纯滞后过程, 具体为  $n = 1$ ,  $K_\alpha = 1$ ,  $T_\alpha = 100$  s,  $T_L = 300$  s. 可以得到  $T_{0.63}$  的变化不大, 但是  $T_{AO}$  出现了较大的误差, 采用之前给出的A组NFC参数, 得到的仿真实验结果, 如图18所示.

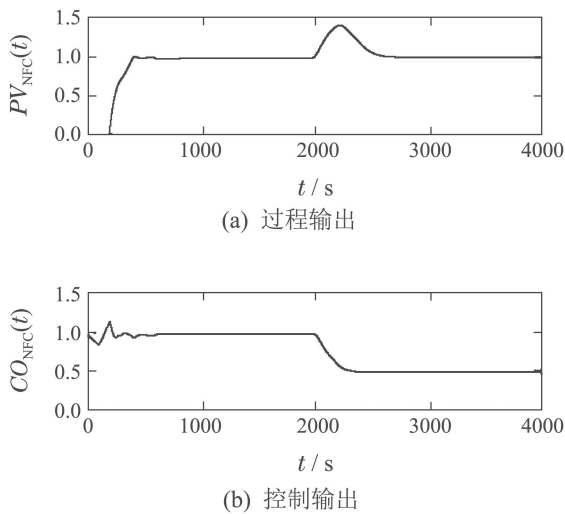


图 18 新型反馈控制器控制特性仿真实验结果(意图5)  
Fig. 18 The diagram of control characteristic simulation results of novel feedback controller (intention of 5)

图17实验对象是纯滞后比例近50%的难控过程, 图18实验对象更是纯滞后比例为75%的难控过程. 实验结果说明, 给出的NFC参数整定方法对难控过程具有较好的控制特性.

在控制实际中, 非线性过程是普遍存在的. 式(15)给出的参数整定原则也适用于非线性过程控制. 用  $CO_{NFC-OL}(t)$  和  $PV_{NFC-OL}(t)$  表达PO的开环输入和开环输出, 并且对  $PV_{NFC-OL}(t)$  进行指数处理,

具体为  $[PV_{NFC-OL}(t)]^{1.5}$ , 目的是简单模拟非线性过程; 在PO为2阶惯性加纯滞后过程, 具体为  $n = 2$ ,  $K_\alpha = 1.2$ ,  $T_\alpha = 100$  s,  $T_L = 200$  s. 在  $CO_{NFC-OL}(t) = 1$ , 得到开环阶跃激励响应实验结果, 如图19(a)所示.

根据图19(a), 得到  $T_{0.63} = 452$  s,  $P_G = 1.31$ . 则得到D组的NFC参数为  $K_{NFC} = 0.38$ ,  $T_{IOI} = 452$  s. 由于  $\omega_{PFB}$  不易获取, 暂且设置  $T_{AO} = 100$  s, 200 s 进行对比. 得到的仿真实验结果, 如图19(b)所示.

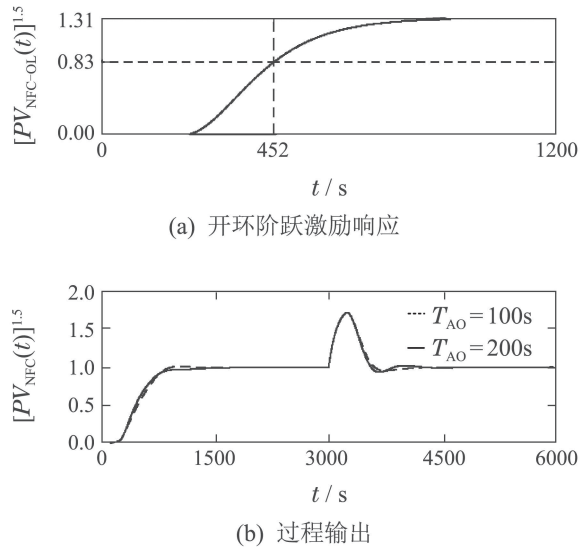


图 19 新型反馈控制器控制特性仿真实验结果(意图6)  
Fig. 19 The diagram of control characteristic simulation results of novel feedback controller (intention of 6)

图19给出的实验结果说明, 式(15)给出的参数整定原则对非线性过程具有较好的控制特性, 并且  $T_{AO}$  在较大范围变化时, 对NFC控制特性的影响并不明显.

在实际运用中, 在式(15)给出的参数整定原则基础上, 对NFC的参数进行适当调整也是可能的.

#### 5.4 其他过程控制

在控制实际中, 一些过程带有积分性质、简称含积分过程(contain integration process, CIP), 例如火电厂的一些水位系统<sup>[36]</sup>. 对这些系统, 图9给出的结构和式(15)给出的参数整定原则不再适用.

CIP 存在较大的相位滞后, 有效的解决方法就是将NFC中的NAO设置为高增益观测器(high gain observer, HGO)<sup>[37]</sup>, 高增益观测器的主要副作用是高频随机干扰较大等. 文中对图9给出的结构进行了一些改进, 如图20所示.

在图20中, 函数发生器(function generator, FG)<sup>[19]</sup> 用于限制过程给定的速率, 正弦跟踪滤波器(sinusoid tracking filter)<sup>[38]</sup> 用于滤除高频随机干扰. STF是一种“高效率”的线性滤波策略, 具有输出跟踪输入滞后



较小的特性, STF的内容请参考文献[38].

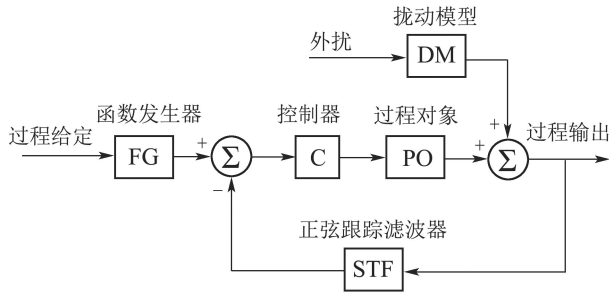


图 20 控制系统改进示意图

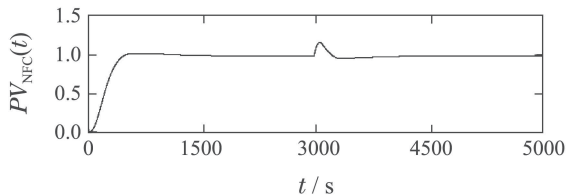
Fig. 20 The diagram of improvement of control system

出于研究的目的, 简单考虑, CIP和FG表达式为

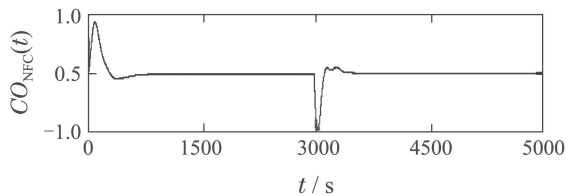
$$\begin{cases} W_{CIP}(s) = \frac{K_{\alpha}}{(1 + T_{\alpha}s)^n T_{CI}s}, \\ W_{FG}(s) = \frac{1}{(1 + T_{FG}s)^2}, \end{cases} \quad (18)$$

式中:  $W_{CIP}(s)$ ,  $T_{CI}$ 为CIP的传递函数、积分时间常数,  $W_{FG}(s)$ ,  $T_{FG}$ 为FG的传递函数、惯性时间常数.

在CIP参数为  $n = 1$ ,  $K_{\alpha} = 1$ ,  $T_{\alpha} = 200$  s,  $T_{CI} = 200$  s. 经过多次调整, 得到E组NFC参数为  $T_{AO} = 85$  s,  $K_{AO} = 15$ ,  $T_{IOI} = 200$  s,  $K_{IOI} = 0.5$ ,  $K_p = 1$ ,  $K_{NFC} = 1$ . 在  $T_{FG} = 100$  s, 得到的仿真实验结果, 如图21所示.



(a) 过程输出



(b) 控制输出

图 21 新型反馈控制器控制特性仿真实验结果(意图7)

Fig. 21 The diagram of control characteristic simulation results of novel feedback controller (intention of 7)

在图21中,  $PV_{NFC}(t)$ 的超调量为3.5%. 相对来说, 在NAO的  $K_{AO}T_{AO}$ 一定时,  $T_{AO}$ 越小和  $K_{AO}$ 越大, 则  $PV_{NFC}(t)$ 的超调量也越小. 在实际运用中, 需要折中考虑.

### 5.5 控制效率指标

将过程输出的MSV看成是“效益”或“产出”, 则控制输出的MSV代表是“消耗”<sup>[1]</sup>或“投入”, “效益消耗比”或“产出投入比”则代表控制效率指标(control efficiency index, CEI).

出于对比, 将NFC控制与PID控制的CEI进行对比.

PID控制器表达式为

$$W_{PID}(s) = K_P + \frac{1}{T_I s} + \frac{K_D T_D s}{1 + T_D s}, \quad (19)$$

式中  $W_{PID}(s)$ ,  $T_D$ ,  $K_D$ 为PID的传递函数、微分时间常数、微分增益.

用  $CO_{PID}(t)$ 和  $PV_{PID}(t)$ 表达PID控制输出和过程输出

CEI表达式为

$$\begin{cases} CEI_{NFC} = \frac{\frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} [PV_{NFC}(t)]^2}{\frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} [CO_{NFC}(t)]^2}, \\ CEI_{PID} = \frac{\frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} [PV_{PID}(t)]^2}{\frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} [CO_{PID}(t)]^2}, \end{cases} \quad (20)$$

式中  $CEI_{NFC}$ 和  $CEI_{PID}$ 为NFC控制和PID控制的CEI.

在实验约束下, 对NFC和PID参数进行任意可能的调整.

在PO参数为  $n = 2$ ,  $K_{\alpha} = 1$ ,  $T_{\alpha} = 100$  s,  $T_L = 200$  s. 首先将NAO设置成高增益观测器, 经过多次和反复调整, 得到F组NFC参数为  $T_{AO} = 45$  s,  $K_{AO} = 5.65$ ,  $T_{IOI} = 360$  s,  $K_{IOI} = 1$ ,  $K_p = 1$ ,  $K_{NFC} = 0.5$ . 出于对比需要, 尽量提高  $T_{AO}$ , 得到G组NFC参数为  $T_{AO} = 178$  s,  $K_{AO} = 1.0$ ,  $T_{IOI} = 442$  s,  $K_{IOI} = 1$ ,  $K_p = 1$ ,  $K_{NFC} = 0.6$ . 得到A组PID参数为  $K_P = 0.5$ ,  $T_I = 415$  s,  $T_D = 30$  s,  $K_D = 1$ . 得到的仿真实验结果, 如图22所示.

如图22所示, 在F组和G组NFC参数下得到的  $PV_{NFC}(t)$ 基本重合. 得到的重要启示是: 在实验约束下, 采用高增益观测器的策略不一定能够提高NFC的控制性能.

由图22可知, 在  $t = 750$  s时,  $PV_{PID}(t)$ 和  $PV_{NFC}(t)$ 已经趋于稳定. 取  $T_S = 750$  s, 得到  $CEI_{NFC}$ 和  $CEI_{PID}$ 计算结果, 如表2所示.

表 2 控制效率指标计算结果1

Table 2 Calculation results of control efficiency index of A

| 内容  | A组PID参数 | F组NFC参数 | G组NFC参数 |
|-----|---------|---------|---------|
| CEI | 0.3516  | 0.3588  | 0.4017  |

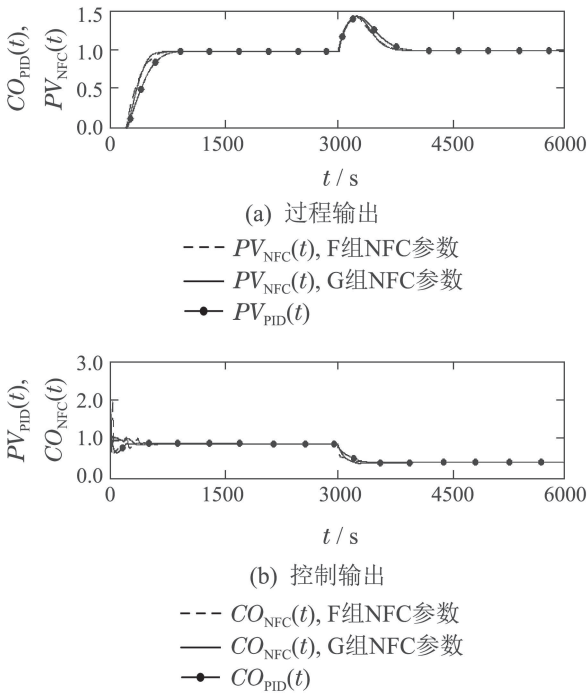


图 22 新型反馈控制器控制特性仿真实验结果(意图8)  
Fig. 22 The diagram of control characteristic simulation results of novel feedback controller (intention of 8)

通过对表2进行分析可知,对于NFC控制,采用F组NFC参数的控制效率指标较高.总体看,PID控制的控制效率指标相对较低.得到的重要启示是:在实验约束下,采用高增益观测器的策略不一定能够提高控制效率指标.

根据之前图10-11给出的PI控制和P-IOI控制的实验结果,忽略公式推导,在 $T_S = 1000$  s,得到PI控制和P-IOI控制的CEI计算结果,如表3所示.

表 3 控制效率指标计算结果2  
Table 3 Calculation results of control efficiency index of B

| 内容  | A组PI参数    | B组PI参数    |
|-----|-----------|-----------|
| CEI | 0.4685    | 0.4681    |
| 内容  | A组P-IOI参数 | B组P-IOI参数 |
| CEI | 0.5376    | 0.5098    |

通过对表3进行分析可知,相对PI控制,P-IOI控制的控制效率指标较高.

表2与表3之间没有可比性,原因在于两者计算CEI的 $T_S$ 条件不相同.出于对比,在PO和TS条件相同,具体在 $T_S = 1000$  s,得到P-IOI控制与NFC控制的CEI计算结果,如表4所示.

通过对表4进行分析可知,在PO和 $T_S$ 条件相同时,在控制效率指标上,NFC控制与P-IOI控制基本相当.

但是在跟踪效率指标上,NFC控制明显高于P-IOI控制.

表 4 控制效率指标计算结果3

Table 4 Calculation results of control efficiency index of C

| 内容  | A组P-IOI参数 | G组NFC参数 |
|-----|-----------|---------|
| CEI | 0.5376    | 0.5403  |

## 6 实际应用

将文中NFC具体运用于某火电厂的1000 MW燃煤机组的锅炉主控系统的优化.所述锅炉主控系统采用常规PID控制,主要存在的问题是在机组变负荷过程,锅炉主控输出的波动较大,主要是前馈控制量不准确引起的.锅炉主控输出直接控制锅炉给煤量,通过给煤量变化达到控制锅炉主汽压力的目的.其中在变负荷过程,锅炉主汽压力的最大动态偏差为1.16 MPa.

锅炉主控系统是一个多变量的控制系统,存在较多的前馈控制量,PID起到了一种反馈校正作用.由于实际PID作用较弱,实际反馈校正作用较弱.用NFC取代多变量控制系统中的PID,并且加强了NFC的反馈校正作用,同时适当减弱前馈控制量.

采用NFC对所述主汽压力控制系统进行优化,图23所示.

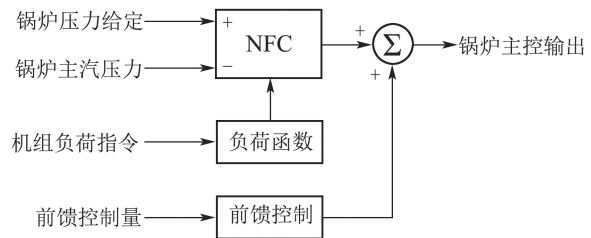


图 23 锅炉主控系统优化示意图  
Fig. 23 The optimization diagram of master control system of boiler

负荷函数<sup>[19]</sup>用于在不同的负荷指令下,修正NFC的参数,目的是对过程的慢时变有较好的跟踪特性.其中在机组735 MW负荷,现场试验测得该锅炉主控输出-主汽压力对象的等效模型(equivalent model, EM)表达式为

$$G_{EM}(s) = \frac{0.96}{1 + 197s} e^{-310s}, \quad (21)$$

式中 $G_{EM}(s)$ 为EM的传递函数.

EM对应的 $T_{0.63} \approx 507$  s,  $P_G = 0.96$ , 设置NFC在735 MW负荷的参数为  $K_{NFC} \approx 0.52$ ,  $T_{IOI} = 507$  s,  $T_{AO} = 0.3$ ,  $T_{0.63} \approx 152$  s.

在采用NFC优化后,其中在机组800 MW → 700 MW的降负荷过程,得到所述主汽压力控制系统的控制特性,如图24所示.

在采用NFC优化后,锅炉主控输出变化比较平稳。在变负荷过程,锅炉主汽压力的动态偏差一般不超过0.68 MPa,采用NFC优化收到了明显的效果。

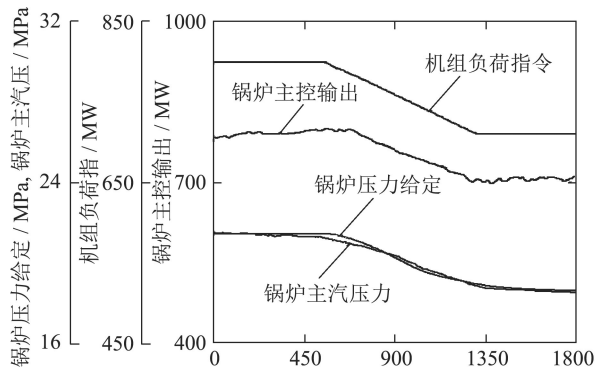


图 24 优化后锅炉主控系统控制特性示意图

Fig. 24 The control properties of master control system of boiler of after optimization

## 7 结论

新型超前观测器(NAO)、无穷阶积分器(IOI)、新型反馈控制器(NFC)等是工程师的发明,NFC的实质是将无穷阶的滑动窗滤波器(SWF)作为控制器设计标准模型。在反馈控制上,NFC完全摆脱了模型束缚,具有简单性和工程易用性上。NFC已经在大型火力发电机组的协调控制系统、锅炉过热汽温控制、锅炉再热汽温控制、机组脱硝控制系统等取得了良好的实际运用效果。NFC能够有效地提高控制的跟踪效率指标和控制效率指标,对于工业过程控制具有重要的实际意义。仿真实验和实际电力控制工程应用的结果,验证了新方法的正确性和有效性。

## 参考文献:

- [1] CHAI Tianyou. Development directions of automation science and technology. *Acta Automatica Sinica*, 2018, 44(11): 1923 – 1930. (柴天佑. 自动化科学与技术发展方向. 自动化学报, 2018, 44(11): 1923 – 1930.)
- [2] CHAI Tianyou. Operational optimization and feedback control for complex industrial processes. *Acta Automatica Sinica*, 2013, 39(11): 1744 – 1757. (柴天佑. 复杂工业过程运行优化与反馈控制. 自动化学报, 2013, 39(11): 1744 – 1757.)
- [3] ZHANG Bishan, MA Zhongjun, YANG Meixiang. Robust  $H_{\infty}$  fuzzy output-feedback control with both general multiple probabilistic delays and multiple missing measurements and random missing control. *Acta Automatica Sinica*, 2017, 43(9): 1656 – 1664. (张必山, 马忠军, 杨美香. 既含有一般多个随机延迟以及多个测量丢失和随机控制丢失的鲁棒 $H_{\infty}$ 模糊输出反馈控制. 自动化学报, 2017, 43(9): 1656 – 1664.)
- [4] DU Jialu, YANG Yang, GUO Chen, et al. Output feedback control for dynamic positioning system of a ship based on a high gain observer. *Control Theory & Applications*, 2013, 30(11): 1486 – 1491. (杜佳璐, 杨杨, 郭晨, 等. 基于高增益观测器的船舶动力定位系统的输出反馈控制. 控制理论与应用, 2013, 30(11): 1486 – 1491.)
- [5] MINORSKY N. Directional stability and automatically steered bodies. *Journal of the American Society of Naval Engineers*, 1922, 42(2): 280 – 309.
- [6] MA Yantong, ZHENG Rong, YU Chuang. Autonomous underwater vehicle deepening control based on transiting target value nonlinear PID. *Control Theory & Applications*, 2018, 35(8): 1120 – 1125. (马艳彤, 郑荣, 于闯. 过渡目标值的非线性PID对自治水下机器人变深运动的稳定控制. 控制理论与应用, 2018, 35(8): 1120 – 1125.)
- [7] CAI Gaipin, XU Qin, ZENG Yanxiang, et al. IMC-PID series decoupling control of the pre-mill grinding system. *Journal of Beijing Polytechnic University*, 2016, 42(1): 35 – 41. (蔡改贫, 许琴, 曾艳祥, 等. 预磨机磨矿系统的IMC-PID串联解耦控制. 北京工业大学学报, 2016, 42(1): 35 – 41.)
- [8] LI Jun, WAN Wenjun, ZHANG Xi. Study on novel robust PID control strategy based on non-linear filtering. *Power Engineering*, 2013, 33(2): 117 – 122. (李军, 万文军, 张曦. 基于非线性滤波环节的新型鲁棒PID控制策略的研究. 动力工程学报, 2013, 33(2): 117 – 122.)
- [9] LI Jun, HUANG Weijian, WAN Wenjun, et al. Research on a kind of high performance PID controller and its engineering application. *Guangdong Electric Power*, 2018, 31(7): 42 – 48. (李军, 黄卫剑, 万文军, 等. 一种高性能PID控制器的研究与工程应用. 广东电力, 2018, 31(7): 42 – 48.)
- [10] WANG Weizhou, WU Zhiwei, CHAI Tianyou. PID control with output compensation for the fused magnesia smelting process. *Acta Automatica Sinica*, 2018, 44(7): 1282 – 1292. (王维洲, 吴志伟, 柴天佑. 电熔镁砂冶炼过程带输出补偿的PID控制. 自动化学报, 2018, 44(7): 1282 – 1292.)
- [11] YANG Hui, HAO Lina, CHEN Yang, et al. Kalman-PID control for chattering phenomena of bionic elbow joint actuated by pneumatic artificial muscles. *Control Theory & Applications*, 2017, 34(4): 477 – 482. (杨辉, 郝丽娜, 陈洋, 等. 针对气动肌肉仿生肘关节抖动现象的Kalman-PID控制. 控制理论与应用, 2017, 34(4): 477 – 482.)
- [12] LUO Chuanyi, CHENG Guifen, FU Jiakai. *Control Engineering and Signal Processing*. Beijing: Chemistry Industry Press, 2004. (罗传翼, 程桂芬, 付家才. 控制工程与信号处理. 北京: 化学工业出版社, 2004.)
- [13] KALMAN R E. On the general theory of control systems. *IRE Transactions on Automatic Control*, 1959, 4(3): 110 – 110.
- [14] KALMAN R E. Canonical structure of linear dynamical systems. *Proceedings of the National Academy of Sciences of the United States of America*, 1962, 48(4): 596 – 600.
- [15] CHEN Huan, HU Yunfeng, YU Shuyou, et al. Airpath prediction model and predictive control of turbocharged gasoline engine. *Control Theory & Applications*, 2017, 34(8): 1008 – 1018. (陈欢, 胡云峰, 于树友, 等. 涡轮增压汽油机气路预测模型的建立与预测控制. 控制理论与应用, 2017, 34(8): 1008 – 1018.)
- [16] HU Chaofang, XIE Qianqian. Sum of squares-robust model predictive controller for nonlinear system with input saturation. *Control Theory & Applications*, 2016, 33(3): 321 – 328. (胡超芳, 解倩倩. 非线性系统有输入饱和时基于平方和的鲁棒模型预测控制器. 控制理论与应用, 2016, 33(3): 321 – 328.)
- [17] CUI Jinghan, LIU Xiangjie, KONG Xiaobing. Fuzzy economic model predictive control of boiler-turbine system. *Control Theory & Applications*, 2018, 35(3): 308 – 316. (崔靖涵, 刘向杰, 孔小兵. 锅炉-汽轮机系统的模糊经济模型预测控制. 控制理论与应用, 2018, 35(3): 308 – 316.)
- [18] FU Yue, DU Qiong. Multi-model adaptive control method for a class of industrial operational processes. *Acta Automatica Sinica*, 2018, 44(7): 1250 – 1259. (富月, 杜琼. 一类工业运行过程多模型自适应控制方法. 自动化学报, 2018, 44(7): 1250 – 1259.)

- [19] Li Jun, CHEN Shihe, WAN Wenjun, et al. An internal feedback controller. *Acta Automatica Sinica*, 2018, 44(9): 1706 – 1716.  
(李军, 陈世和, 万文军, 等. 一种内反馈控制器IFC的研究与应用. 自动化学报, 2018, 44(9): 1706 – 1716.)
- [20] ZIEGLER J G, NICHOLS N B. Optimum setting for automatic controllers. *Transactions of ASME*, 1942, 64: 759 – 768.
- [21] BLICKLEY G J. Modern control started with Ziegler-Nichols tuning. *Control Engineering*, 1990, 11: 11 – 17.
- [22] ZHENG Jun, YAN Wenjun, ZHU Jing. Relay auto-tuning for PID control based on scale filter and wavelet denoising. *Control and Decision*, 2005, 20(7): 811 – 814.  
(郑军, 颜文俊, 诸静. 基于尺度滤波与小波去噪的PID继电器整定. 控制与决策, 2005, 20(7): 811 – 814.)
- [23] CHAI Tianyou, ZHANG Guijun. A new self-tuning of PID regulators based on phase and amplitude margin specifications. *Acta Automatica Sinica*, 1997, 23(2): 167 – 172.  
(柴天佑, 张贵军. 基于给定的相角裕度和幅值裕度的PID参数自适应新方法. 自动化学报, 1997, 23(2): 167 – 172.)
- [24] LIU Xiaobin. Study on the control strategy of air-fuel ratio of network PID parameter tuning based on BP neural. *Journal of Lanzhou Higher Polytechnical College*, 2013, 20(6): 7 – 11.  
(刘小斌. 基于BP神经网络PID参数整定的空燃比控制策略研究. 兰州工业学院学报, 2013, 20(6): 7 – 11.)
- [25] YANG Zhi, CHEN Ying. Improved particle swarm optimization and its application in PID tuning. *Control Engineering of China*, 2016, 23(2): 161 – 166.  
(杨智, 陈颖. 改进粒子群算法及其在PID整定中的应用. 控制工程, 2016, 23(2): 161 – 166.)
- [26] XU Chuanjing, ZHAO Min, LI Tianming. Research on PID parameter genetic tuning based on an improved algorithm. *Computer Technology and Development*, 2016, 26(9): 12 – 15.  
(徐传敬, 赵敏, 李天明. 一种改进遗传算法的PID参数整定研究. 计算机技术与发展, 2016, 26(9): 12 – 15.)
- [27] NIU Zhigang, Zhang Jianmin. Vibration restraint for real-axes servo motor of parallel kinematics mechanism. *China Mechanical Engineering*, 2005, 16(23): 2076 – 2079.  
(牛志刚, 张建民. 并联机构实轴伺服电机的振动抑制. 中国机械工程, 2005, 16(23): 2076 – 2079.)
- [28] LI Jun, WAN Wenjun, HU Kangtao. A new method for extraction of process differential signal based on single-frequency-pass filter. *Acta Automatica Sinica*, 2017, 43(3): 478 – 486.  
(李军, 万文军, 胡康涛. 一种基于点频滤波器的微分信号提取方法. 自动化学报, 2017, 43(3): 478 – 486.)
- [29] LI Jun, ZHU Yaqing, CHEN Wen, et al. Research and application of a new type of sinusoid tracking differentiator. *Control Theory & Applications*, 2016, 33(9): 1182 – 1192.  
(李军, 朱亚清, 陈文, 等. 一种新型正弦跟踪微分器的研究与应用. 控制理论与应用, 2016, 33(9): 1182 – 1192.)
- [30] JIANG Liangliang, JIANG Hong, ZENG Min. MSV demodulation method based on chaos duffing oscillator for BPSK signal. *Process Automation Instrumentation*, 2018, 39(2): 45 – 49.  
(蒋亮亮, 江虹, 曾闵. 基于混沌Duffing振子的BPSK信号均方值解调方法. 自动化仪表, 2018, 39(2): 45 – 49.)
- [31] LI Jun, ZHOU Yongyan, LIU Zhe, et al. A cascade control method, device, equipment and storage media. China Patent, 2018: CN108983733A. Guangzhou: Guangdong Power Grid Co., Ltd.  
(李军, 周永言, 刘哲, 等. 一种串级控制方法、装置、设备及存储介质. 中国专利, 2018: CN108983733A. 广州: 广东电网有限责任公司.)
- [32] XIAO Deyun, YANG Fan, ZHANG Yinong, et al. Combination of UD factorization and bias compensation for errors-in-variables model identification. *Control Theory & Applications*, 2018, 35(7): 949 – 955.  
(萧德云, 杨帆, 张益农, 等. UD分解与偏差补偿结合用于变量带误差模型辨识. 控制理论与应用, 2018, 35(7): 949 – 955.)
- [33] JIA Li, LI Xunlong. Identification of hammerstein model: review and prospect. *Control Theory & Applications*, 2014, 31(1): 1 – 10.  
(贾立, 李训龙. Hammerstein模型辨识的回顾及展望. 控制理论与应用, 2014, 31(1): 1 – 10.)
- [34] DU Xin, DING Dawei. Model order reduction of linear delay systems over low-frequency ranges via balanced truncation based approach. *Acta Automatica Sinica*, 2015, 41(10): 1825 – 1830.  
(杜鑫, 丁大伟. 基于平衡截断法的离散时间线性时滞系统的低频域模型降阶. 自动化学报, 2015, 41(10): 1825 – 1830.)
- [35] LI Jun. A leading cascade control method and device. China Patent, 2018: CN108732924A. Guangzhou: Guangdong Power Grid Co., Ltd.  
(李军. 一种超前串级控制方法和装置. 中国专利, 2018: CN108732924A. 广州: 广东电网有限责任公司.)
- [36] JING Changcai. Scheme analysis and suggestion for water level control of shaft seal heater in 1000 MW unit. *Power Station Auxiliary Equipment*, 2017, 38(2): 39 – 40.  
(靖长财. 1000MW机组轴封加热器水位控制的方案分析及建议. 电站辅机, 2017, 38(2): 39 – 40.)
- [37] WANG Rui, LIU Jinkun. Trajectory tracking control of quadrotor UAV based on high-gain observer. *Flight Dynamics*, 2017, 35(1): 39 – 42.  
(王锐, 刘金琨. 基于高增益观测器的四旋翼无人机轨迹跟踪控制. 飞行力学, 2017, 35(1): 39 – 42.)
- [38] LI Jun, WAN Wenjun, WANG Yuechao. Research and application of a new type of linear second-order filter. *Control Theory & Applications*, 2017, 34(3): 312 – 320.  
(李军, 万文军, 王越超. 一种新型线性二阶滤波器的研究与应用. 控制理论与应用, 2017, 34(3): 312 – 320.)

#### 作者简介:

李军 工程师, 主要从事计算机控制与通讯等试验研究工作, E-mail: lijun\_87389@163.com;

黄卫剑 教授级高级工程师, 主要从事电厂过程自动化控制系统的开发研究工作, E-mail: h-w-j@163.com;

万文军 高级工程师, 主要从事火电厂热工控制方面的试验和科研工作, E-mail: tansthin@163.com;

刘哲 高级工程师, 主要从事火电厂热工控制方面的试验和科研工作, E-mail: liuzheyongman@163.com.