

# 一种内反馈控制器 IFC 的研究与应用

李军<sup>1</sup> 陈世和<sup>2</sup> 万文军<sup>3</sup> 王越超<sup>3</sup> 黄卫剑<sup>3</sup>

**摘要** 通过一种高增益 PI 控制器 (High gain proportion integration, HGPI) 和一种内反馈器 (Internal feedback device, IFD) 构造出一种内反馈控制器 (Internal feedback controller, IFC). 文中通过 HGPI 进行 IFD 逆变换与标称模型的分析方法, 分析了 IFC 的控制特性. IFC 较好解决了一些高性能控制器的结构复杂和难以工程化等问题. IFD 采用了一种不改变实际  $s$  阶次的任意阶的内反馈结构 (Internal feedback structure, IFS), 对于高阶对象无需降阶处理. 文中还从信号处理的角度提出了一种用于 IFC 降阶处理的正弦跟踪滤波器 (Sinusoid tracking filter, STF), 具有较小的滞后特性. 文中提出的内反馈控制器 IFC 具有简单的结构、整定参数较少、较好的鲁棒性和较强的抗扰性, 并且具有良好工程应用前景. 数学分析、仿真实验 (包括物理实验) 和实际应用的结果进一步证实了文中所提出的内反馈控制器 IFC 的正确性和有效性.

**关键词** 内反馈控制器, 高增益, 频率特性, 闭环稳定, 一阶微分, 一阶惯性

**引用格式** 李军, 陈世和, 万文军, 王越超, 黄卫剑. 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

**DOI** 10.16383/j.aas.2018.c160815

## An Internal Feedback Controller

LI Jun<sup>1</sup> CHEN Shi-He<sup>2</sup> WAN Wen-Jun<sup>3</sup> WANG Yue-Chao<sup>3</sup> HUANG Wei-Jian<sup>3</sup>

**Abstract** An internal feedback controller (IFC) is constructed by a high gain proportion integration controller (HGPI) and an internal feedback device (IFD) in this paper. By utilizing the reverse conversion of IFD and nominal model of HGPI, the control characteristics of IFC are analyzed. Problems of traditional controllers such as complicated structure and hard to implement can be solved by this IFC. In the IFD, an internal feedback structure with universal order is adopted, which does not change the actual  $s$  order. For high-order plants, the proposed controller needs no order-reduction operation. A sinusoid tracking filter (STF) is designed to handle the order-reduction of IFC from the vision of signal processing, which has a better latency feature. The proposed IFC, which has the advantages of simple structure, fewer tuning parameters, good robustness and strong anti-interference, would have a good practical application prospect. The correctness and effectiveness of the proposed IFC has been validated by theoretic analysis, simulation and physical experiments and practical application.

**Key words** Internal feedback controller, high gain, frequency characteristic, closed-loop stability, first-order differential, first-order inertia

**Citation** Li Jun, Chen Shi-He, Wan Wen-Jun, Wang Yue-Chao, Huang Wei-Jian. An internal feedback controller. *Acta Automatica Sinica*, 2018, 44(9): 1706–1716

模型是现代先进控制理论的基础, 经过数十年的发展, 理论研究成果相当丰富和完善<sup>[1–3]</sup>. 然而, 经典 PID (Proportion integration differentiation)<sup>[4–5]</sup> 控制仍占据着工业过程控制的主导地位.

不过 PID 抑制不确定性的能力至今还不是很好<sup>[6]</sup>. 长期以来, 围绕改进 PID 的各种研究一直没有间断, 如最优 PID 控制<sup>[7–9]</sup>, 在现代先进控制理论的研究中还融入了 PID 算法<sup>[10–11]</sup>.

收稿日期 2016-12-12 录用日期 2017-06-12  
Manuscript received December 12, 2016; accepted June 12, 2017

国家重点研发计划 (2017YFB0903604) 资助  
Support by National Key R&D Plan of China (2017YFB0903604)

本文责任编辑 谢永芳  
Recommended by Associate Editor XIE Yong-Fang  
1. 广东电网有限责任公司电力科学研究院 广州 510080 2. 华润电力技术研究院 深圳 518000 3. 广东电科院能源技术有限责任公司 广州 510080

1. Electric Power Research Institute of Guangdong Power Grid Co., Ltd, Guangzhou 510080 2. Technology Research Institute of CR Power, Shenzhen 518000 3. Guangdong Electric Power Science Research Institute Energy Technology Co., Ltd, Guangzhou 510080

将 PID 用于高阶对象的控制, 存在模型的降价<sup>[12–13]</sup> 和参数整定<sup>[14–15]</sup> 等问题.

随着各种高性能控制方法的提出, 控制器的结构也更加趋于复杂化.

为了克服 PID 的缺点和摆脱对象模型的束缚, 韩京清<sup>[16]</sup> 提出了基于非线性最速跟踪 (Nonlinear optimal tracking, NOT) 的非线性跟踪微分器 (Nonlinear tracking differentiator, NTD) 和非线性扩张状态观测器 (Nonlinear extended state observation, NESO) 等. 在此基础上提出了以 NESO 为核心的非线性自抗扰控制器 (Nonlinear active

disturbance rejection controller, NADRC)<sup>[16]</sup>.

NADRC 包括 NESO 的参数较多和调整比较困难, 不利于工程应用. Gao<sup>[17]</sup> 在自抗扰控制器 (Active disturbance rejection controller, ADRC) 包括扩张状态观测器 (Extended state observation, ESO) 的线性化方面做了大量卓有成效的工作, 实现了线性自抗扰控制器 (Linear active disturbance rejection controller, LADRC) 和线性扩张状态观测器 (Linear extended state observation, LESO) 等, 简化了 ADRC 和 ESO 参数的调整等, 为推广 ADRC 的工程应用奠定了一定的基础. 今天, ADRC 的研究和应用成果已较为丰富<sup>[17-20]</sup>, ADRC 的抗扰控制效果引起了业界的关注. 目前 ADRC 仍然难以大规模进入工业应用, 其中的原因值得思考. ADRC 在抗扰控制上虽然有效, 但 ADRC 的结构不一定合理, 例如 ADRC 远比 PID 复杂. ADRC 的最大问题在于不被工程人员普遍认可.

文献 [18] 给出了一种 NADRC 与 LADRC 切换的控制方法 (Nonlinear/Linear active disturbance rejection controller, N/LADRC). 根据给出的实验结果: 在扰动幅值较小时, NADRC 的性能优于 LADRC; 反之在在扰动幅值较大时, LADRC 的性能又反优于 NADRC. NADRC 与 LADRC 的这种差异反映出了滤波问题的重要性, 同时也反映出非线性滤波方法和线性滤波方法的各自不足.

理论上, ADRC 的阶数需要与控制对象的阶数相适应. 在控制工程实践中, 跨阶控制又是普遍存在的. 将低阶 ADRC 用于高阶对象的控制, 存在抗扰性下降的问题. 直接的解决方法就是增加 ADRC 的阶数. 但是随着 ADRC 阶数的增加, ADRC 的结构也更加趋于复杂化, 超过 3 阶以上 ADRC 的结构已经非常复杂了. 另一方面, 高阶 ADRC 不一定具有工程意义, 例如四阶 ADRC 的高频增益峰值高出二阶 ADRC 两个数量级. 因此, 将低阶 ADRC 用于高阶对象的控制同样存在对象模型的降价<sup>[12-13]</sup>等问题.

文献 [6] 指出: PID 具有天生的抗扰性. PID 在控制工程中的长盛不衰, 说明 PID 的结构是符合客观规律的, 是合理的. 事实上, LADRC 也是一种包含内部 PID (Inside proportion integration differentiation, IPID) 控制器的复合控制结构.

PID 具有普遍的适应性, 而如何能够在 PID 控制器的基础上发挥出较好的控制特性始终是人们追求的目标. 笔者通过长期工程实践的探索, 提出了一种内反馈控制器 (Internal feedback controller, IFC). IFC 具有简单的结构, 较少的调整参数和较好的鲁棒性, 较强的抗扰性和较强的工程适应性等,

特别是用 IFC 容易构造出高阶控制器. 目前 IFC 已取得了比较满意的仿真实验和实际应用效果.

文中变量包括名称的表达具有唯一性, 可相互引用.

## 1 内反馈控制系统

内反馈控制系统 (Internal feedback control system, IFCS) 结构如图 1 所示.

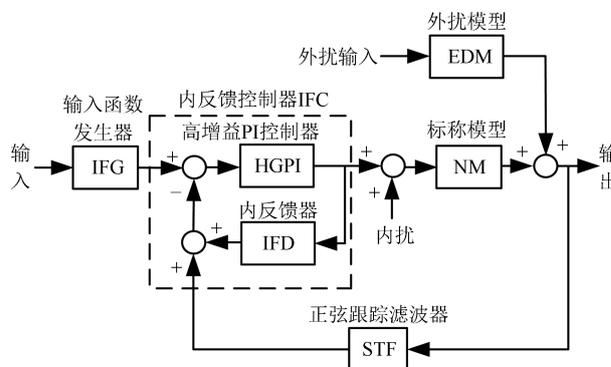


图 1 内反馈控制系统结构示意图

Fig. 1 Structure diagram of internal feedback control system

在图 1 中, IFCS 由内反馈控制器 (Internal feedback controller, IFC)、输入函数发生器 (Input function generator, IFG)、标称模型 (nominal model, NM)、正弦跟踪滤波器 (Sinusoid tracking filter, STF)<sup>[21]</sup>、外扰模型 (External disturbance model, EDM) 等构成. IFC 由高增益 PI 控制器 (High gain proportion integration, HGPI)、内反馈器 (Internal feedback device, IFD) 所构成. 其中 STF 用于 IFC 的降价处理.

### 1.1 标称模型

定义标称模型 NM 的主要目的是为了便于 IFC 参数的设置. 实际控制对象 (Control object, CO) 与 NM 之间可能存在很大的不确定性, IFCS 对这种不确定性具有良好适应性.

笔者服务于电力系统, 电力系统的火电厂的对象大都具有惯性的特点, 例如高阶惯性、高阶惯性加纯滞后、惯性加纯积分等. 定义 NM:

$$W_{NM}(s) = \frac{K_{\alpha}}{(1 + T_{\alpha}s)^n} \quad (1)$$

式中,  $W_{NM}(s)$  为 NM 的传递函数.  $n$  为 NM 的惯性阶数, 无量纲.  $T_{\alpha}$  为 NM 的惯性常数, 单位 s.  $K_{\alpha}$  为 NM 的增益, 无量纲.

NM 不考虑一阶系统的情况, 即  $n = 1$ .

## 1.2 输入函数发生器

由于 IFC 内含理想微分器 ( $T_{IFD}s$ ), 在输入阶跃变化时的输出幅度较大, 需要通过输入函数发生器 IFG 限制 IFC 输入变化的速率. 可将 IFG 看成是一种简单的过程轨迹控制器. IFG 采用一阶惯性环节:

$$W_{IFG}(s) = \frac{1}{1 + T_{IFG}s} \quad (2)$$

式中,  $W_{IFG}(s)$  为 IFG 的传递函数.  $T_{IFG}$  为惯性常数, 单位 s.

## 1.3 内反馈控制器

内反馈控制器 IFC 是一种由 HGPI 和 IFD 构造的负反馈结构. IFC 的实质是通过 HGPI 实现 IFD 的逆变换. 简单理解, IFC 是 IFD 的逆模型.

### 1.3.1 高增益 PI 控制器

运算放大器 (Operational amplifier, OA)<sup>[22]</sup> 在众多领域有广泛的应用. OA 的输出特性主要是由 OA 的负反馈结构 (Negative feedback structure, NFS) 所决定的. OA 的基本特性, 即足够高的开环增益 (例如高达  $10^6$  或 120 dB) 和闭环稳定 (已不成问题) 的特性, 使 OA 的闭环运算足以对抗 OA 自身的各种不确定因素的影响. OA 加 NFS 能够实现各种高性能的运算特性, 例如对数放大器<sup>[23]</sup>. 参考 OA 的基本特性, 文中设计了 HGPI.

HGPI 的实质是 IFD 的一种逆变换器. HGPI 表达为

$$W_{HGPI}(s) = K_{HGPI} + \frac{1}{T_{HGPI}s} \quad (3)$$

式中,  $W_{HGPI}(s)$  为 HGPI 的传递函数,  $K_{HGPI}$  为 HGPI 的比例增益, 无量纲.  $T_{HGPI}$  为 HGPI 的积分常数, 单位 s.

### 1.3.2 内反馈器

内反馈器 IFD 直接决定了 IFC 的控制特性. 笔者通过长期的探索, 提出了一种对应于 NM 的 IFD 结构. IFD 以一阶微分 (First-order differential, FOD) 环节和一阶惯性 (First-order inertia, FOI) 环节为基础, 图 2 所示:

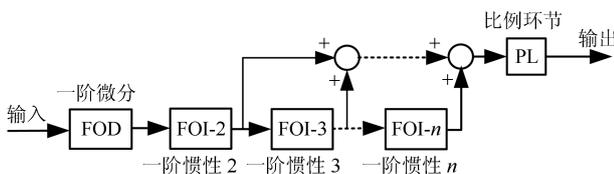


图 2 内反馈器结构示意图

Fig. 2 Structure diagram of internal feedback device

IFD 由 FOD、FOI (包括 FOI-1、FOI-2、 $\dots$ 、FOI- $n$ , 其中 FOD 内含 FOI-1)、比例环节 (Proportion link, PL) 等所组成.  $n$  为 IFD 的阶数. IFD 传递函数为

$$W_{IFD}(s) = \begin{matrix} n \geq 2 \\ K_{IFD} \frac{T_{IFD}s}{(1 + T_{IFD}s)^2} \sum_{i=0}^{i=n-2} \left( \frac{1}{1 + T_{IFD}s} \right) \end{matrix} \quad (4)$$

式中,  $W_{IFD}(s)$  为 IFD 的传递函数.  $K_{IFD}$  为 PL 的增益, 无量纲.  $T_{IFD}$  为统一的时间常数, 单位 s. 式中可知, 在  $n = 2$ , 则 IFD 不含 FOI-3 之后的 FOI 环节.

### 1.3.3 参数设置原则

HGPI 参数设置原则: 在连续时间域实现 HGPI, 例如采用 OA 实现 HGPI, 则无需考虑  $K_{HGPI}$  和  $T_{HGPI}$  的问题. 如果在数字计算机中实现 HGPI, 则 HGPI 参数设置原则是:  $K_{HGPI} \gg 1/K_{IFD}$ ,  $T_{HGPI} \ll 1/T_{IFD}$ . 但同时需要满足:  $K_{HGPI} < T_{IFD}/(K_{IFD}T_n)$ ,  $T_{HGPI} > K_{IFD}T_n$ ,  $T_n$  为数值离散计算间隔, 单位 s.

原则上, IFD 参数与 NM 参数对等, 包括:  $T_{IFD} = T_\alpha$ ,  $K_{IFD} = K_\alpha$ ,  $n$  相同.

对于 FG, 出于简单化考虑, 如文中无特别说明, 设置  $T_{IFG} = T_{IFD}$ .

## 1.4 内反馈控制器开环频率特性

理论上, 系统的闭环稳定性是由开环系统的稳定裕度所决定的.

高增益 PI 控制器 HGPI 的频域函数:

$$W_{HGPI}(j\omega) = K_{HGPI} + \frac{1}{T_{HGPI}j\omega} \quad (5)$$

式中,  $W_{HGPI}(j\omega)$  为 HGPI 的频域函数. IFD 的频域函数:

$$W_{IFD}(j\omega) = \begin{matrix} n \geq 2 \\ K_{IFD} \frac{T_{IFD}j\omega}{(1 + T_{IFD}j\omega)^2} \sum_{i=0}^{i=n-2} \left( \frac{1}{1 + T_{IFD}j\omega} \right) \end{matrix} \quad (6)$$

式中,  $W_{IFD}(j\omega)$  为 IFD 的频域函数. IFC 的频域开环函数:

$$W_{IFC-OL}(j\omega) = W_{HGPI}(j\omega)W_{IFD}(j\omega) \quad (7)$$

式中,  $W_{IFC-OL}(j\omega)$  为 IFC 的频域开环函数. 将式 (7) 转换为频域开环增益和开环相位的表达形式, 为式 (8).

$$W_{IFC-OL}(j\omega) = G_{IFC-OL}(\omega)e^{-j\theta_{IFC-OL}(\omega)} \quad (8)$$

式中,  $G_{\text{IFC-OL}}(\omega)$  为 IFC 的频域开环增益, 无量纲.  $\theta_{\text{IFC-OL}}(\omega)$  为 IFC 的频域开环相位, 单位  $^\circ$ .

省略推导过程, 在  $K_{\text{IFD}} = 1$ ,  $T_{\text{IFD}} = 100\text{s}$ ,  $K_{\text{P}} = 50$ ,  $T_{\text{I}} = 2\text{s}$ , 得到  $G_{\text{IFC-OL}}(\omega)$  和  $\theta_{\text{IFC-OL}}(\omega)$  的计算结果如图 3 所示:

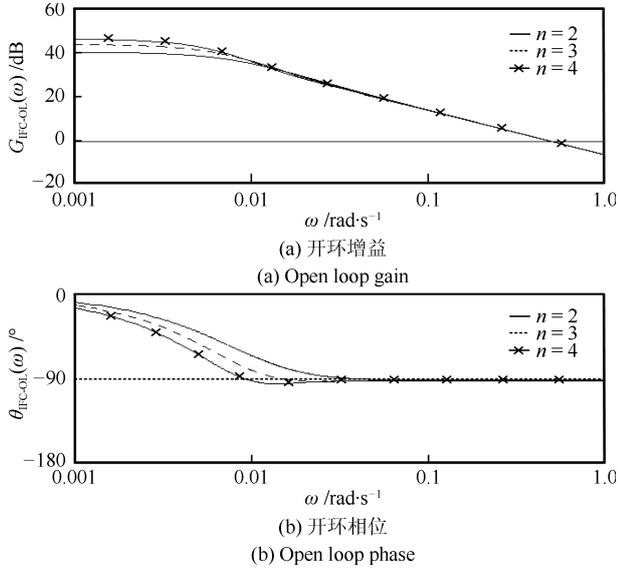


图 3 内反馈控制器开环频率特性示意图

Fig. 3 Frequency characteristic diagram of internal feedback controller of open loop

图 3 中, IFC 开环系统的相位稳定裕度趋于  $90^\circ$ , 能够保证 IFC 闭环系统的高度稳定.

#### 1.4.1 内反馈控制器闭环传递函数

内反馈控制器 IFC 的闭环传递函数, 为式 (9):

$$W_{\text{IFC}}(s) = \frac{W_{\text{HGPI}}(s)}{1 + W_{\text{HGPI}}(s)W_{\text{IFD}}(s)} \approx \frac{1}{W_{\text{IFD}}(s)} = \frac{(1 + T_{\text{IFD}}s)^n}{K_{\text{IFD}}T_{\text{IFD}}s \sum_{i=0}^{i=n-2} (1 + T_{\text{IFD}}s)^i} = \frac{W_{\text{NM}}^{-1}(s)}{T_{\text{IFD}}s \sum_{i=0}^{i=n-2} (1 + T_{\text{IFD}}s)^i}, \quad T_{\text{IFD}} = T_{\alpha}, \quad K_{\text{IFD}} = K_{\alpha} \quad (9)$$

式中,  $W_{\text{IFC}}(s)$  为 IFC 的闭环传递函数.  $W_{\text{IFC}}(s)$  分子的  $s$  项阶次大于分母的  $s$  项阶次. 但无论阶数  $n$  多少, 分子仅比分母多 1 个  $s$  项阶次. 因此在处理上相对简单, 例如仅需要在 IFC 的外部增加一个二阶低通滤波器, 文中采用了 STF.

由式 (9) 可知, 在 IFD 参数与 NM 参数对等的情况下, IFC 内含了 NM 的逆模型  $W_{\text{NM}}^{-1}(s)$ .

#### 1.5 内部 PID 控制器

IFC 还可以表达为一种包含内部 PID 控制器 IPID 的结构, 为式 (10):

$$W_{\text{IFC}}(s) \approx \frac{1}{W_{\text{IFD}}(s)} = \frac{1}{K_{\text{IFD}}} W_{\text{IPID}}(s) \frac{(1 + T_{\text{IFD}}s)^{n-2}}{\sum_{i=0}^{i=n-2} (1 + T_{\text{IFD}}s)^i} \quad W_{\text{IPID}}(s) = 2 + \frac{1}{T_{\text{IFD}}s} + T_{\text{IFD}}s \quad (10)$$

式中,  $W_{\text{IPID}}(s)$  为 IPID 的传递函数, 内含理想微分器  $T_{\text{IFD}}s$ . IFC 的结构虽然包含 IPID, 但并不存在 PID 参数整定<sup>[14-15]</sup>的问题. 这便是 IFC 区别于 PID 控制器的一个显著特点.

#### 1.6 内反馈控制系统闭环特性分析

IFCS 闭环传递函数为

$$W_{\text{IFCS-CL}}(s) = \frac{W_{\text{IFC}}(s)W_{\text{NM}}(s)}{1 + W_{\text{IFC}}(s)W_{\text{NM}}(s)} = \frac{1}{(1 + T_{\text{NM}}s)^{n-1}} \quad (11)$$

式中,  $W_{\text{IFCS-CL}}(s)$  为 IFCS 闭环传递函数. 在 IFD 参数与 NM 参数对等情况下, IFCS 闭环传递函数相对 NM 的惯性阶数  $n$  降低了一阶, 表明了 IFCS 具有较高的闭环响应速度. IFCS 外扰抑制传递函数为

$$W_{\text{IFCS-EDI}}(s) = W_{\text{EDM}}(s)[1 - W_{\text{IFCS-CL}}(s)] \quad (12)$$

式中,  $W_{\text{IFCS-EDI}}(s)$  为 IFCS 外扰抑制传递函数,  $W_{\text{EDM}}(s)$  为 EDM 传递函数. IFCS 闭环响应速度越高, 则消除外扰也越快. 外扰幅值则与 EDM 有关, 其中对于惯性传递, EDM 的惯性滞后越大, 则外扰幅值也越小.

#### 1.7 内反馈控制系统频域稳定预度分析

在参数设置原则上, 要求 IFD 参数与 NM 参数对等. 但在实际的运用中, 完全可以用高阶的 IFC 去控制低阶的 NM, 可获得较好的鲁棒性. 例如, 根据一个四阶 NM 设计的四阶 IFC 不一定用于四阶 NM 的控制, 而是用于二阶 NM 或三阶 NM 的控制. 这也是 IFC 区别于其他类型控制器的显著优势所在.

四阶 IFC 的传递函数为

$$W_{\text{IFC-FO}}(s) = \frac{(1 + T_{\text{IFD}}s)^4}{K_{\text{IFD}}T_{\text{IFD}}s[1 + (1 + T_{\text{IFD}}s) + (1 + T_{\text{IFD}}s)^2]} \quad (13)$$

式中,  $W_{IFC-FO}(s)$  为四阶 IFC 的传递函数.

四阶 IFCS 频域开环特性, 为式 (14):

$$W_{IFCS-FO-OL}(j\omega) = W_{IFC-FO}(j\omega)W_{NM}(j\omega) = \frac{(1 + T_{IFD}j\omega)^4}{K_{IFD}T_{IFD}j\omega[1 + (1 + T_{IFD}j\omega) + (1 + T_{IFD}j\omega)^2]} \frac{K_\alpha}{(1 + T_\alpha j\omega)^n} = G_{IFCS-FO-OL}(\omega)e^{-j\theta_{IFCS-FO-OL}(\omega)}$$

$$PM_{IFCS-FO} = 180^\circ + \theta_{IFCS-FO-OL}(\omega) \quad (14)$$

$G_{IFCS-FO-OL}(\omega)=1$

式中,  $W_{IFCS-FO-OL}(j\omega)$  为四阶 IFCS 的频域开环函数.  $G_{IFCS-FO-OL}(\omega)$  为四阶 IFCS 的频域开环增益, 无量纲.  $\theta_{IFCS-FO-OL}(\omega)$  为四阶 IFCS 的频域开环相位, rad.  $PM_{IFCS-FO}$  为四阶 IFCS 频域相位稳定裕度, 单位  $^\circ$ .

设 IFC 参数为:  $K_{IFD} = 1, T_{IFD} = 100 \text{ s}, n = 4$ . NM 参数为:  $n$  的范围在  $3 \sim 4$ ,  $K_\alpha$  的范围在  $0.5 \sim 2$ ,  $T_\alpha$  的范围在  $20 \sim 500 \text{ s}$ . 得到四阶 IFCS 频域相位稳定裕度的计算结果, 图 4 和图 5 所示:

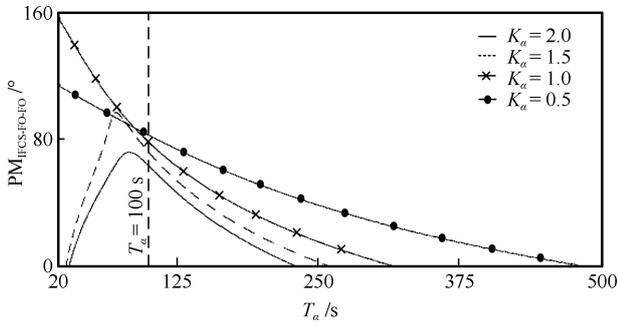


图 4 四阶内反馈控制系统频域相位稳定裕度 (示意图 1)  
Fig. 4 Schematic diagram of frequency domain phase stability margin of four-order of internal feedback control system (NO. 1)

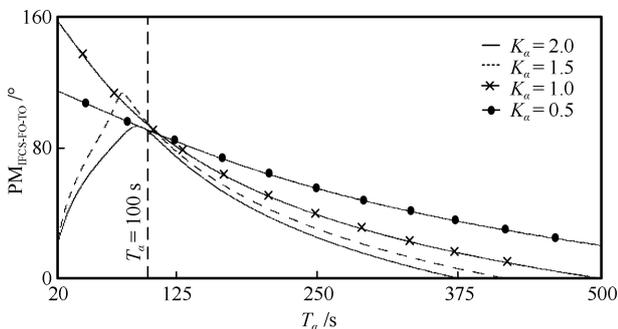


图 5 四阶内反馈控制系统频域相位稳定裕度 (示意图 2)  
Fig. 5 Schematic diagram of frequency domain phase stability margin of four-order of internal feedback control system (NO. 2)

图 4 中,  $PH_{IFCS-FO-FO}$  代表四阶 IFC 控制四阶 NM 的频域相位稳定裕度, 单位  $^\circ$ .

图 5 中,  $PM_{IFCS-FO-TO}$  代表四阶 IFC 控制三阶 NM 的频域相位稳定裕度.

图 4 和 5 说明, 将高阶 IFC 用于低阶 NM 控制, 具有更好的鲁棒性.

### 1.8 内反馈器的并联降阶作用

还可以将 IFD 看成是 NM 的一种并联降阶器. 将 IFD 与 NM 并联, 为式 (15):

$$W_{IFD+NM}(s) = W_{IFD}(s) + W_{NM}(s) = \frac{K_\alpha}{1 + T_\alpha s}$$

$$T_{IFD} = T_\alpha, \quad K_{IFD} = K_\alpha \quad (15)$$

式中,  $W_{IFD+NM}(s)$  为 IFD 与 NM 并联后的传递函数. 在 IFD 参数与 NM 参数对等的情况下, 无论  $n$  多少, IFD 与 NM 并联的结果得到一阶惯性环节. IFD 的阶数与  $s$  项阶次不是一回事. 无论 IFD 的阶数  $n$  多少, 并不真正改变 IFD 分子和分母的  $s$  项阶次. 这正是 IFD 与一些串级降阶器的本质区别所在. 串级降阶器存在明显的缺陷, 例如二阶串级降阶 (二阶逆模型) 带来的白噪声干扰放大问题较难处理.

### 1.9 正弦跟踪滤波器

由于内反馈控制器 IFC 传递函数的分子比分母多 1 个  $s$  项阶次, 需要通过低通滤波器进行降阶. 较好的降阶方法是采用二阶低通滤波器, 例如二阶惯性滤波器 (Second-order inertial filter, SOIF). 但 SOIF 滤波的滞后较大, 反过来对 IFC 的控制特性产生了明显不利的负面影响.

在控制理论的研究中, 对滤波方法的研究始终是一个重要的问题. 韩京清<sup>[16]</sup> 提出了一种采用非线性最速跟踪的“高效”非线性二阶滤波方法, 具有较小的滤波滞后特性. 但是, 非线性滤波方法也存在明显的不足, 文献 [24] 指出, 非线性的最速跟踪方法存在稳态跟踪误差, 显然非线性滤波方法并不适合于 IFC 的降阶处理.

文献 [25] 提出的正弦跟踪微分器 (Sinusoid tracking differentiator, STD) 包括文献 [21] 提出的正弦跟踪滤波器 STF 等, 是一种基于正交混频方法<sup>[26]</sup> 的“高效”线性二阶滤波方法. 显著特点是: STD 跟踪输入微分信号和 STF 跟踪输入信号的滞后较小, 对白噪声干扰的滤波特性较好, 滤波特性与输入幅值无关等. 文中将 STF 用于 IFC 的降阶处理.

STF 的基础是 SOIF 的变形结构<sup>[21]</sup>, STF 的内容读者可参考文献 [21], 文中仅给出 STF 与 SOIF 滤波特性的实验结果供参考.

SOIF 表达为式 (16):

$$W_{\text{SOIF}}(s) = \frac{1}{(1 + T_{\text{SOIF}}s)^2} \quad (16)$$

式中,  $W_{\text{SOIF}}(s)$  为 SOIF 的传递函数.  $T_{\text{SOIF}}$  为惯性常数, 单位 s.  $T_{\text{SOIF}}$  也代表 STF 的滤波时间常数.

以输入单位阶跃激励为例, 对二阶 NM 的过程输出信号进行 STF 滤波, 在  $T_{\alpha} = 100 \text{ s}$ ,  $K_{\alpha} = 1$ , 得到的实验结果, 图 6 所示:

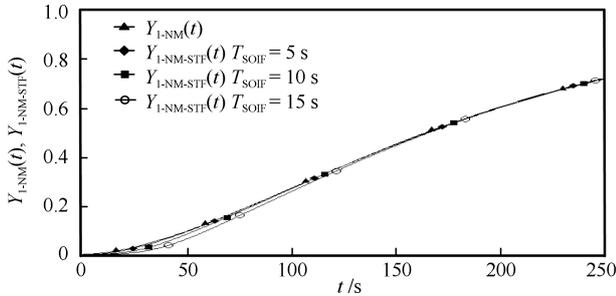


图 6 正弦跟踪滤波器特性示意图

Fig. 6 The trend of sinusoid tracking filter features

图 6 中,  $Y_{1-\text{NM}}(t)$  为二阶 NM 在单位阶跃激励下的过程输出信号.  $Y_{1-\text{NM-STF}}(t)$  为 STF 在  $Y_{1-\text{NM}}(t)$  激励下的输出信号. 可见, STF 的输出  $Y_{1-\text{NM-STF}}(t)$  较好跟踪了  $Y_{1-\text{NM}}(t)$ . 实验结果表明, STF 对 IFC 的控制特性基本没有影响.

出于对比, 文中同时给出 SOIF 的滤波特性. 在  $T_{\alpha} = 100 \text{ s}$ ,  $K_{\alpha} = 1$ , 得到的实验结果, 图 7 所示:

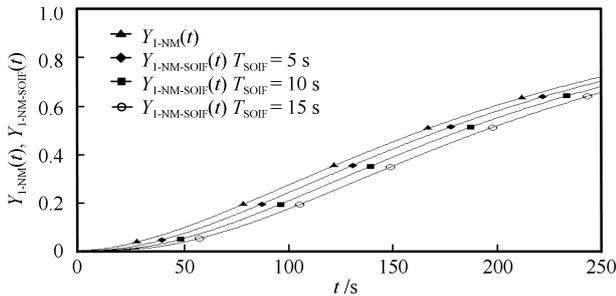


图 7 二阶惯性滤波器特性示意图

Fig. 7 The trend of second-order inertial filter features

图 7 中,  $Y_{1-\text{NM-SOIF}}(t)$  为 SOIF 在  $Y_{1-\text{NM}}(t)$  激励下的输出信号. 可见 SOIF 的输出  $Y_{1-\text{NM-SOIF}}(t)$  跟踪  $Y_{1-\text{NM}}(t)$  的滞后较大.

## 2 仿真实验

仿真实验的数值计算由数字计算机完成, 数值离散计算间隔为 1s. IFCS 的输入和外扰采用阶跃激励信号. EDM 采用一阶惯性环节, 惯性常数为  $T_{\text{EDM}}$ , 单位 s. HGPI 参数为:  $K_{\text{HGPI}} = 30$ ,

$T_{\text{HGPI}} = 1 \text{ s}$ . 出于对比, 文中同时给出 PID 或 PI (Proportion integration) 控制的实验结果. 其中 PID 中的微分作用采用一阶微分器.

用  $PV_{\text{PI}}(t)$  表达 PI 控制的过程输出信号, 用  $CO_{\text{PI}}(t)$  表达 PI 控制器的输出信号. 用  $PV_{\text{IFC}}(t)$  表达 IFC 控制的过程输出信号, 用  $CO_{\text{IFC}}(t)$  表达 IFC 控制器的输出信号.

### 2.1 双积分对象控制

双积分对象 (Two integral object, TIO) 为式 (17):

$$W_{\text{TIO}}(s) = \frac{1}{T_{\text{AS}}} \frac{1}{T_{\text{BS}}} \quad (17)$$

式中,  $W_{\text{TIO}}(s)$  为 TIO 的传递函数.  $T_{\text{A}}$  和  $T_{\text{B}}$  为 TIO 的 2 个积分时间, 单位 s.

设置  $n = 4$ ,  $K_{\text{IFD}} = 0.25$ ,  $T_{\text{SOIF}} = 10 \text{ s}$ ,  $T_{\text{IFG}} = T_{\text{EDM}} = T_{\text{A}} = T_{\text{B}} = K_{\text{IFD}} = 100 \text{ s}$ , 外扰量 0.5, 得到的实验结果, 图 8 所示:

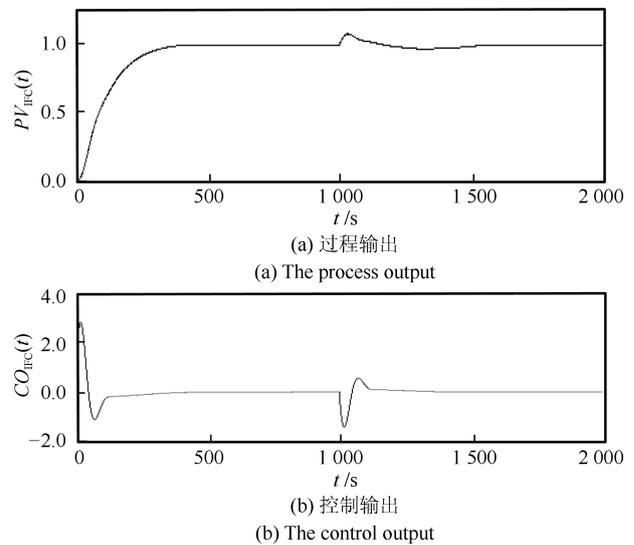


图 8 双积分对象控制特性仿真实验结果

Fig. 8 The diagram of control characteristic simulation results of two integral object

图 8 所示, IFC 控制 TIO 的特性较好. 文中未给出 PID 或 PD 控制 TIO 的实验结果. 原因是: PID 控制 TIO 的特性相对不理想, PD (Proportion differentiation) 虽然对 TIO 有较好的控制特性, 但存在较大的缺陷, 对初始零点没有抑制作用, 具体表现为对设定值之外的内扰 (图 1 所示的内扰) 没有抑制作用, 例如在过程未稳定时投入了自动或进行了手动-自动的切换.

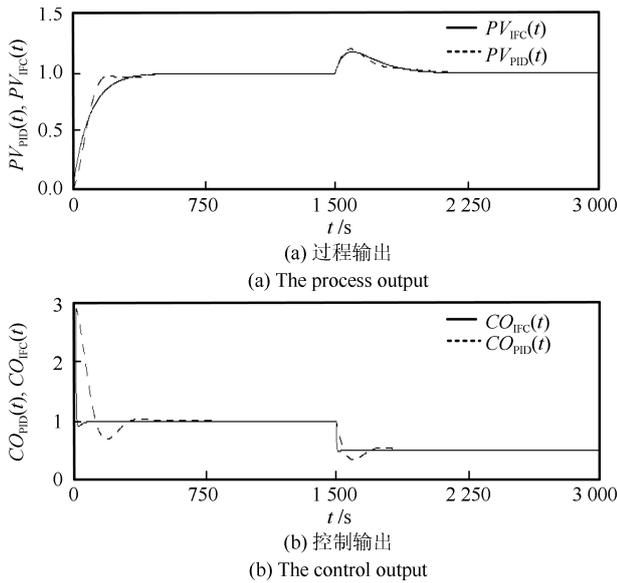


图 9 低阶惯性对象控制特性仿真实验结果 (示意图 1)  
Fig. 9 The diagram of control characteristic simulation results of low order inertia object (NO.1)

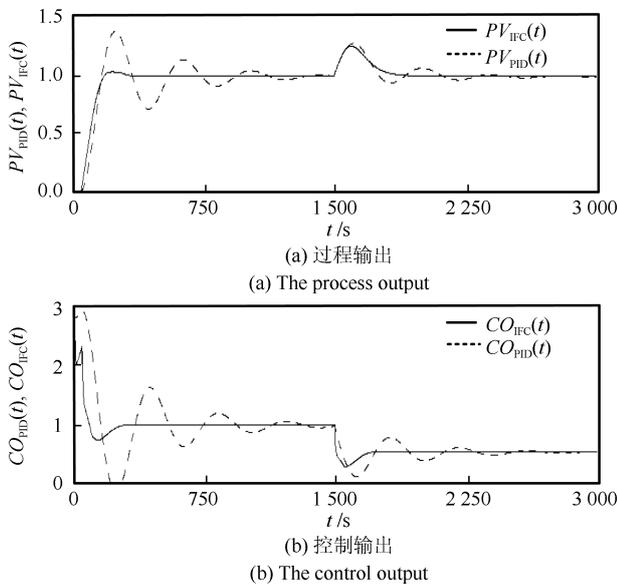


图 10 低阶惯性对象控制特性仿真实验结果 (示意图 2)  
Fig. 10 The diagram of control characteristic simulation results of low order inertia object (NO.2)

### 2.2 低阶惯性对象控制

低阶惯性对象 (Low order inertia object, LOIO) 为式 (18):

$$W_{LOIO}(s) = \frac{K_\alpha}{(1 + T_\alpha)^n} \quad (18)$$

式中,  $W_{LOIO}(s)$  为 LOIO 的传递函数.

设置  $n = 2$ ,  $K_{IFD} = K_\alpha = 1$ ,  $T_{SOIF} = 10\text{ s}$ ,  $T_{EMD} = T_\alpha = T_{IFD} = 100\text{ s}$ ,  $T_{IFG} = 0\text{ s}$ , 外扰量

0.5, 得到的实验结果, 图 9 所示.

在图 13 实验结果基础上, 增加 50s 纯滞后, 得到的仿真实验结果, 图 10 所示.

图 14 所示, 相对 PID, IFC 提高了抑制对象不确定性的能力. 实验结果表明, 一阶微分器的微分作用不完全, 在实际控制实践中, 应慎重地使用或不使用一阶微分器. 之后仿真实验仅与 PI 控制对比.

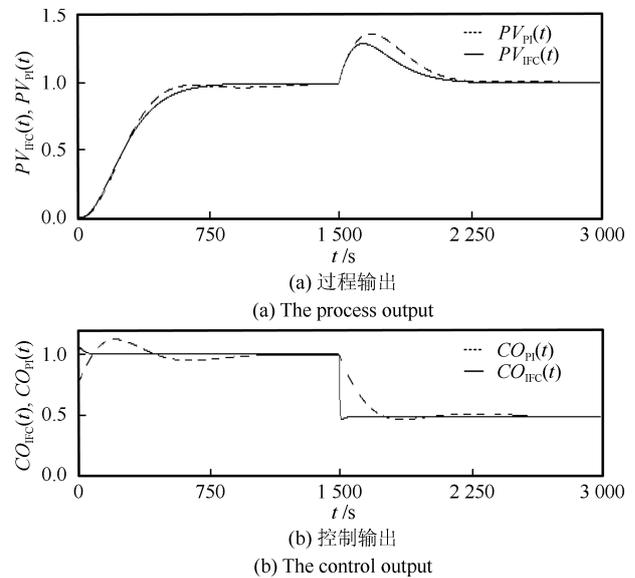


图 11 高阶惯性对象控制特性仿真实验结果 (示意图 1)  
Fig. 11 The diagram of control characteristic simulation results of high order inertia object (NO.1)

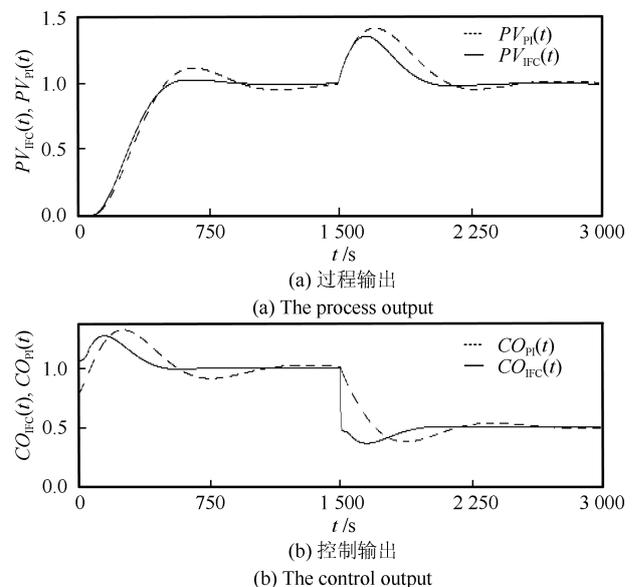


图 12 高阶惯性对象控制特性仿真实验结果 (示意图 2)  
Fig. 12 The diagram of control characteristic simulation results of high order inertia object (NO.2)

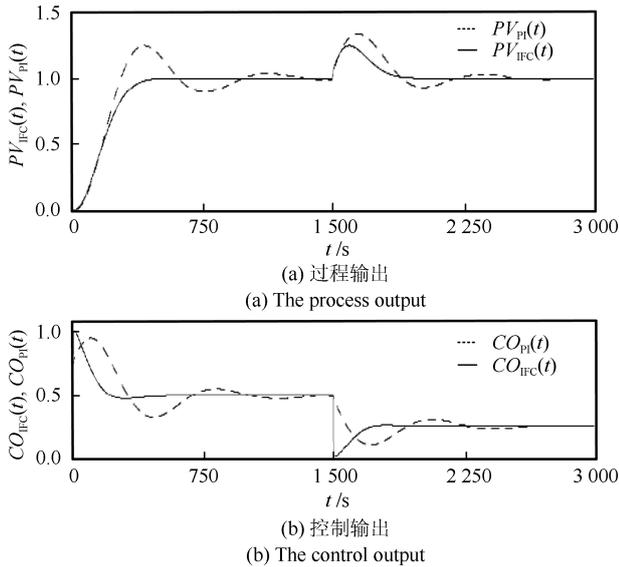


图 13 高阶惯性对象控制特性仿真实验结果 (示意图 3)  
Fig. 13 The diagram of control characteristic simulation results of high order inertia object (NO. 3)

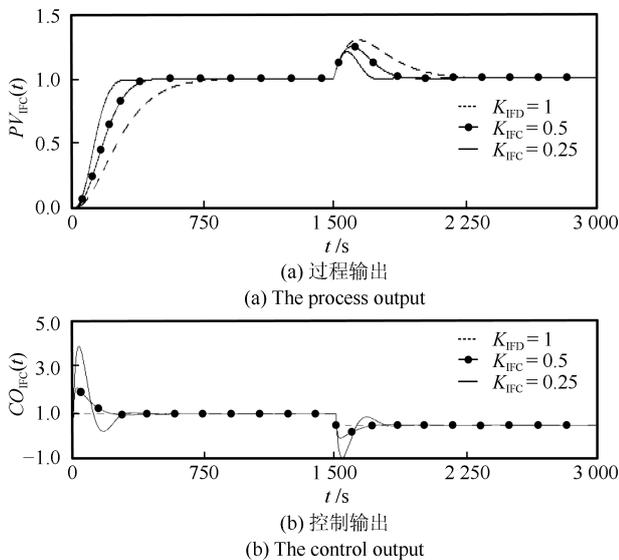


图 14 高阶惯性对象控制特性仿真实验结果 (示意图 4)  
Fig. 14 The diagram of control characteristic simulation results of high order inertia object (NO. 4)

### 2.3 高阶惯性对象控制

高阶惯性对象 (High order inertia object, HOIO) 为式 (19):

$$W_{HOIO}(s) = \frac{K_\alpha}{(1 + T_\alpha s)^n} \quad (19)$$

式中,  $W_{HOIO}(s)$  为 HOIO 的传递函数.

设置  $n = 3, K_{IFD} = K_\alpha = 1, T_{SOIF} = 10 \text{ s}, T_{IFG} = T_{EDM} = T_\alpha = T_{IFD} = 100 \text{ s}$ , 外扰量 0.5, 得到的实验结果, 图 11 所示.

在图 11 实验结果基础上, 增加 60s 纯滞后, 得到的仿真实验结果, 图 12 所示.

在图 11 实验结果基础上, 将  $K_\alpha$  由 1 改为 2, 得到的仿真实验结果, 图 13 所示.

图 12 和 13 所示, 相对 PI, IFC 提高了抑制对象不确定性的能力.

在图 11 实验结果基础上, 改变  $K_{IFD}$ , 得到的仿真实验结果, 图 14 所示:

图 14 所示, 通过减小  $K_{IFD}$ , 进一步提高了 IFCS 的闭环响应速度和外扰抑制特性.

### 2.4 正弦跟踪滤波特性

文中还对 STF 的滤波特性进行了实验. 在图 11 实验结果基础上, 在 IFC 的过程输出信号  $PV_{IFC}(t)$  中加入相对幅值 0.02 的白噪声干扰, 得到的实验结果, 图 15 所示.

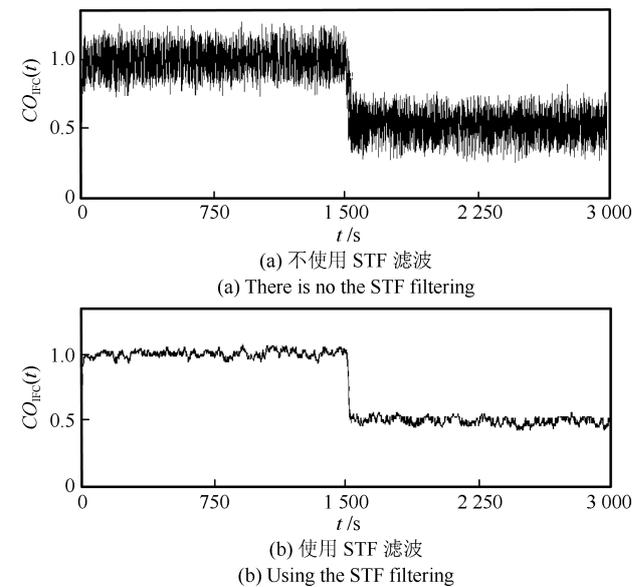


图 15 滤波特性仿真实验结果  
Fig. 15 The diagram of filter characteristic simulation results

图 15 可见, STF 对白噪声干扰具有显著的抑制作用.

## 3 实际应用

将文中 IFC 运用于某电厂的某 600 MW 燃煤机组的过热汽温调节系统的优化. 出于对比, 仅对 A 侧的过热汽温调节系统进行优化.

火电厂的过热汽温调节系统通常由主调节和副调节所构成, 由于常用微分环节 (一阶微分器) 的微分作用不完全, 一般均采用 PI 调节器. 优化主要是将主调节 PI 回路改为 IFC, 如图 16 所示.

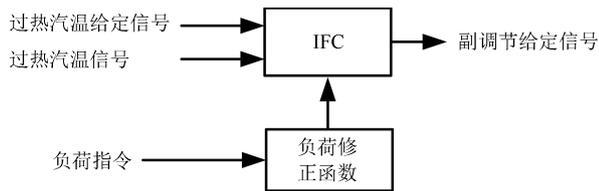


图 16 过热汽温调节系统优化示意图

Fig. 16 The optimization diagram of the superheated steam temperature regulation system

图 16 所示, 负荷修正函数用于在不同的负荷下, 修正内反馈器 IFD 和正弦跟踪滤波器 STF 的参数. 其中在机组负荷 405 MW 到 565 MW 的变负荷过程, 得到 A 侧过热汽温调节系统优化的效果, 图 17 所示.

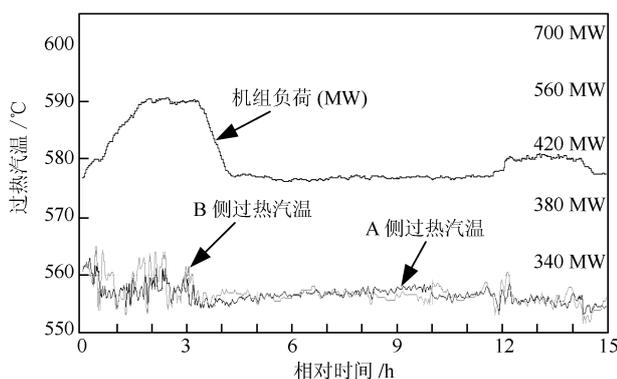


图 17 优化后机组过热汽温调节系统特性示意图

Fig. 17 The adjust properties of the superheated steam temperature regulation system after optimization

图 17 所示, 在机组变负荷过程, A 侧过热汽温波动的最大值减最小值为  $7.1^{\circ}\text{C}$ , 而 B 侧高达  $14.9^{\circ}\text{C}$ . 可见, IFC 显著改善了 A 侧过热汽温调节系统的调节品质.

#### 4 结论

通过高增益 PI 控制器 HGPI 进行内反馈器 IFD 的逆变换, 实现了内反馈控制器 IFC. IFC 带来了诸多的好处, 再不用关心对象的阶数和降价问题, 类似 PID 参数整定的问题等. 正弦跟踪滤波器 STF 较好解决了白噪声干扰滤波和滤波滞后的矛盾, 较好保证了 IFC 的控制特性. 文中给出了 IFC 参数设置的简单原则. IFD 还是一种对象的并联降阶器. IFC 具有简单的结构, 整定参数较少, 较好的工程适应性, 较好的鲁棒性和较强的抗扰性. 此外, 笔者所在的科研团队, 还进一步开展了 IFC 工程参数整定方法的研究实践. 文中提出的 IFC 是对控制理论的有益发展, 具有重要的工程应用价值. 数学分析、仿真实验和实际应用结果, 验证了 IFC 的正确性和有效性.

#### References

- Ping Xu-Bin, Ding Bao-Cang. Dynamic output feedback robust model predictive control based on ellipsoidal estimation error bound. *Acta Automatica Sinica*, 2014, **40**(2): 219–226 (平续斌, 丁宝苍. 基于椭圆型估计误差界的动态输出反馈鲁棒模型预测控制. *自动化学报*, 2014, **40**(2): 219–226)
- Zhang Wei-Cun, Liu Ji-Wei, Hu Guang-Da. Stability analysis of robust multiple model adaptive control systems. *Acta Automatica Sinica*, 2015, **41**(1): 113–121 (张维存, 刘冀伟, 胡广大. 鲁棒多模型自适应控制系统的稳定性. *自动化学报*, 2015, **41**(1): 113–121)
- Ban Xiao-Juan, Liu Hao, Xu Zhuo-Ran. An energy artificial neuron model based Self-growing and Self-organizing neural network. *Acta Automatica Sinica*, 2011, **37**(5): 615–622 (班晓娟, 刘浩, 徐卓然. 一种基于能量人工神经网络模型的自生长、自组织神经网络. *自动化学报*, 2011, **37**(5): 615–622)
- Li Jun, Wan Wen-Jun, Zhang Xi. Study on novel robust PID control strategy based on Non-linear filtering. *Journal of Chinese Society of 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)
- Shi Jing-Zhuo, Liu Yu. Simple expert PID speed control of ultrasonic motors. *Proceedings of the CSEE*, 2013, **33**(36): 120–125 (史敬灼, 刘玉. 超声电机简单专家 PID 速度控制. *中国电机工程学报*, 2013, **33**(36): 120–125)
- Gao Zhi-Qiang. On the foundation of active disturbance rejection control. *Control Theory & Applications*, 2013, **30**(12): 1498–1510 (高志强. 自抗扰控制思想探究. *控制理论与应用*, 2013, **30**(12): 1498–1510)
- Liang Wei-Ping, Wang Jia-Rong. Mixed  $H_2/H_\infty$  optimal PID control for superheated steam temperature system. *Journal of System Simulation*, 2016, **28**(3): 661–667 (梁伟平, 王佳荣. 主汽温系统混合  $H_2/H_\infty$  最优 PID 控制. *系统仿真学报*, 2016, **28**(3): 661–667)
- Zhang Meng, Li Ai-Jun, Liu Shi-Min. Parametric optimization for mixed  $H_2/H_\infty$  optimal PID Controller of a flexible aircraft. *Journal of Vibration and Shock*, 2011, **30**(10): 197–202 (章萌, 李爱军, 刘世民. 弹性飞机的混合  $H_2/H_\infty$  最优 PID 控制器参数优化. *振动与冲击*, 2011, **30**(10): 197–202)
- Ma Hong-Bo, Feng Quan-Yuan. Optimized PID controller design for buck DC-DC switching converters. *Electric Machines and Control*, 2008, **12**(6): 639–643 (马红波, 冯全源. BUCK 型开关变换器最优 PID 控制器设计. *电机与控制学报*, 2008, **12**(6): 639–643)
- Mu Zi-Long, Li Hong-Bing, Li Zhi-Yong. Design of UHVDC Supplementary subsynchronous damping controller based on PID control and improved particle swarm optimization

- algorithm. *Proceedings of the CSEE*, 2014, **34**(S1): 93–99  
(穆子龙, 李洪兵, 李志勇. 基于 PID 控制和改进粒子群优化算法的特高压直流附加次同步振荡阻尼控制器设计. 中国电机工程学报, 2014, **34**(S1): 93–99)
- 11 Zhang Dong-Li, Tang Ying-Gan, Guan Xin-Ping. Optimum design of fractional order PID controller for an AVR system using an improved artificial bee colony algorithm. *Acta Automatica Sinica*, 2014, **40**(5): 973–979  
(张冬丽, 唐英干, 关新平. 用改进的人工蜂群算法设计 AVR 系统最优分数阶 PID 控制器. 自动化学报, 2014, **40**(5): 973–979)
- 12 Wu Xue-Hong, Tao Wen-Quan, Lü Yan-Li, Gong Yi. Reduced order model for fast computation of incompressible fluid flow problem. *Proceedings of the CSEE*, 2010, **30**(26): 69–74  
(吴学红, 陶文铨, 吕彦力, 龚毅. 不可压缩流动问题快速计算的降阶模型. 中国电机工程学报, 2010, **30**(26): 69–74)
- 13 You Ming, Zong Qun, Zeng Fan-Lin, Tao Yang, Xu Rui. Model order reduction for hypersonic vehicle based on balanced truncate method. *Control Theory & Applications*, 2014, **31**(6): 795–800  
(尤明, 宗群, 曾凡琳, 陶阳, 徐锐. 基于平衡截断方法的高超声速飞行器模型降阶. 控制理论与应用, 2014, **31**(6): 795–800)
- 14 Yu Yi, Xie Yong-Fang, Gui Wei-Hua, Jiang Zhao-Hui. PID tuning of time delay system based on spectral discretization methods. *Control Engineering of China*, 2014, **21**(1): 27–31  
(余祚, 谢永芳, 桂卫华, 蒋朝辉. 基于谱离散方法的时滞系统 PID 参数整定. 控制工程, 2014, **21**(1): 27–31)
- 15 Liu Jia-cun, Mei Qi-xiang, Li Chun-Hui. Research of PID tuning based on Frequency & Divide neural network and model predictive control. *Journal of System Simulation*, 2014, **26**(5): 1176–1179  
(刘加存, 梅其祥, 李春辉. 基于频分神经网络和预测控制的 PID 参数整定研究. 系统仿真学报, 2014, **26**(5): 1176–1179)
- 16 Han Jing-Qing. *Active Disturbance Rejection Control: the Technique for Estimating and Compensating the Uncertainties*. Beijing: National Defence Industry Press, 2008.  
(韩京清. 自抗扰控制技术: 估计补偿不确定因素的控制技术. 北京: 国防工业出版社, 2008.)
- 17 Gao Z Q. Scaling and bandwidth-parameterization based controller-tuning. In: *Proceedings of the 2003 American Control Conference*. Denver, CO, USA, USA: IEEE, 2003: 4989–4996
- 18 Li Jie, Qi Xiao-Hui, Xia Yuan-Qing, Gao Zhi-Qiang. On linear/nonlinear active disturbance rejection switching control. *Acta Automatica Sinica*, 2016, **42**(2): 202–212  
(李杰, 齐晓慧, 夏元清, 高志强. 线性/非线性自抗扰切换控制方法研究. 自动化学报, 2016, **42**(2): 202–212)
- 19 Jiang T T, Huang C D, Guo L. Control of uncertain nonlinear systems based on observers and estimators. *Automatica*, 2015, **59**: 35–47
- 20 Ran M P, Wang Q, Dong C Y. Stabilization of a class of nonlinear systems with actuator saturation via active disturbance rejection control. *Automatica*, 2016, **63**: 302–310
- 21 Li Jun, Wan Wen-Jun, Wang Yue-Chao. 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)
- 22 Jiang Ke, Lu Wu, Ma Wu-Ying, Guo Qi, He Cheng-Fa, Wang Xin, Zeng Jun-Zhe, Liu Mo-Han. Irradiation effect and annealing character of PNP input bipolar operational amplifier in proton radiation environment. *Atomic Energy Science and Technology*, 2015, **49**(11): 2087–2092  
(姜柯, 陆妩, 马武英, 郭旗, 何承发, 王信, 曾俊哲, 刘默涵. 质子辐射环境下 PNP 输入双极运算放大器辐照效应与退火特性. 原子能科学技术, 2015, **49**(11): 2087–2092)
- 23 Pang You-Bing, Pang Shu-Yang, Yang Fan, Chen Yong-Ren, Yang Chao, Chen Yin. Study on a novel true logarithmic amplifier. *Microelectronics*, 2016, **46**(2): 190–193  
(庞佑兵, 庞殊杨, 杨帆, 陈永任, 杨超, 陈印. 一种新型真对数放大器的研究. 微电子学, 2016, **46**(2): 190–193)
- 24 Yang Guang-Da, Zhou You. Analysis and simulation of steady-state performance in nonlinear tracking-differentiator. *Electro-Optic Technology Application*, 2010, **25**(5): 80–82  
(杨光达, 周游. 非线性跟踪微分器稳态性能分析及仿真研究. 光电技术应用, 2010, **25**(5): 80–82)
- 25 Li Jun, Wan Wen-Jun, Hu Kang-Tao. 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)
- 26 Li Jun, Wan Wen-Jun. A novel sinusoidal frequency measurement method based on modulation of sequence with zero initial phase. *Acta Automatica Sinica*, 2016, **42**(10): 1585–1594  
(李军, 万文军. 一种基于序列零初相位调制的新型正弦信号频率测量方法. 自动化学报, 2016, **42**(10): 1585–1594)



**李军** 广东电网有限责任公司电力科学研究院工程师. 主要研究方向为计算机控制与通讯. 本文通信作者.

E-mail: lijun\_87389@126.com

(**LI Jun** Engineer at Electric Power Science Research Institute of Guangdong Power Grid Co., Ltd. His research interest covers computer control

and communication engineering. Corresponding author of this paper.)



**陈世和** 华润电力技术研究院副院长, 教授级高级工程师. 主要研究方向为热工自动控制系统研究开发.

E-mail: chen\_shi\_he@163.com

(**CHEN Shi-He** Vice dean and professor-level senior engineer at Technology Research Institute of CR Power.

His research interest covers engineering experiment and scientific research in automatic control of power plant thermal processes.)



**万文军** 广东电科院能源技术有限责任公司高级工程师. 主要研究方向为火电厂热工控制方面的试验和科研.

E-mail: tansthin@163.com

(**WAN Wen-Jun** Ph. D., senior engineer at Guangdong Electric Power Science Research Institute Energy technology Co., Ltd. His research

interest covers engineering experiment and scientific research in automatic control of power plant thermal processes.)



**王越超** 广东电科院能源技术有限责任公司高级工程师. 主要研究方向为热工控制和计算机应用技术.

E-mail: gzcmyx@163.com

(**WANG Yue-Chao** Ph. D., senior engineer at Guangdong Electric Power Science Research Institute Energy technology Co., Ltd. His research interest

covers scientific research on theory and application of automation control and computer science.)



**黄卫剑** 广东电科院能源技术有限责任公司教授级高级工程师. 主要研究方向为电厂过程自动化控制系统的开发研究.

E-mail: h-w-j@163.com

(**HUANG Wei-Jian** Professor-level senior engineer at Guangdong Electric Power Science Research Institute Energy technology Co., Ltd. His research

interest covers engineering experiment and scientific research in automatic control of power plant thermal processes.)