

# 电熔镁砂熔炼过程带输出补偿的 PID 控制

王维洲<sup>1</sup> 吴志伟<sup>1</sup> 柴天佑<sup>1,2</sup>

**摘要** 电熔镁砂熔炼过程是以三相电机转动方向与频率为输入,以三相电极电流为输出的强非线性工业过程,其模型参数埋弧电阻率、熔池电阻率和熔池高度随熔炼过程和原矿颗粒长度及杂质成分的变化而变化.本文采用线性模型和未知高阶非线性项来描述电熔镁砂熔炼过程,其中未知高阶非线性项用已知的前一时刻高阶非线性项和其变化率来描述,采用线性模型设计 PID 控制器,并设计消除前一时刻高阶非线性项的补偿器和消除其变化率的补偿器,提出了带输出补偿的 PID 控制器,同时采用一步最优前馈控制律和一步最优调节律设计控制器参数.通过仿真实验和电熔镁炉的工业应用,表明当该过程的动态特性发生未知随机变化时,本文所提方法在所有运行时间内可以将电流跟踪误差控制在目标值范围内.

**关键词** 电熔镁炉,未知高阶非线性项,一步最优前馈控制律,一步最优调节律,带输出补偿的 PID 控制器

**引用格式** 王维洲,吴志伟,柴天佑.电熔镁砂熔炼过程带输出补偿的 PID 控制.自动化学报,2018,44(7):1282–1292

**DOI** 10.16383/j.aas.2018.c170620

## PID Control With Output Compensation for the Fused Magnesia Smelting Process

WANG Wei-Zhou<sup>1</sup> WU Zhi-Wei<sup>1</sup> CHAI Tian-You<sup>1,2</sup>

**Abstract** The smelting process of fused magnesia is a strongly nonlinear industrial process with three-phase motor's rotating direction and frequency as input and three-phase electrode's current as output. Its model parameters such as submerged arc resistivity, molten pool resistivity and molten pool height vary with the change of smelting process and particle length of raw ore as well as its impurity compositions. In this paper, a linear model and an unknown high-order nonlinear term are adopted to describe the smelting process of fused magnesia, where the unknown high-order nonlinear term is described as known high-order nonlinear term at previous instant and its change rate. A linear model is used to design the PID controller, and compensators for eliminating both high-order nonlinear term at previous instant and its change rate are designed as well. Then the PID controller with output compensation is proposed. Meanwhile, the one-step optimal feedforward control law and one-step optimal regulation law are employed to design the controller parameters. Simulation experiment and industrial application in fused magnesium furnace show that the current tracking error can be controlled within its target range during all the operational time by the proposed method, when there occurs any unknown random variation of the dynamic characteristic of this process.

**Key words** Fused magnesium furnace, unknown high-order nonlinear term, one-step optimal feedforward control law, one-step optimal regulation law, PID controller with output compensation

**Citation** Wang Wei-Zhou, Wu Zhi-Wei, Chai Tian-You. PID control with output compensation for the fused magnesia smelting process. *Acta Automatica Sinica*, 2018, 44(7): 1282–1292

电熔镁砂结构致密、熔点高、抗氧化、绝缘性强,是制造、冶金、化工、电气设备、航天工业等行业所需耐火材料的主要原料<sup>[1]</sup>.电熔镁砂以菱镁矿石为原矿,采用我国特有的埋弧方式的电熔镁炉进行熔

炼,菱镁矿石熔化所需温度在 2850℃ 以上,远高于炼钢电弧炉所需的 1700℃,需要采用埋弧方式.熔炼过程中控制系统通过调整三相电极与熔池之间的距离,来控制三相电极电流跟踪熔化电流,使之产生电弧,通过电弧发热使炉内原矿受热熔化形成熔液,边熔化边加料,当熔池升高到炉口上表面时熔炼结束,经过冷却结晶后生成成品.

电熔镁炉是一种典型的高耗能设备,每熔炼一炉大约耗电 40 000 千瓦时,电能成本占整个生产成本的 60% 以上.所以电熔镁炉的运行目标是将单吨合格产品所消耗的电能,即单吨能耗,控制在目标值范围内并使其尽可能小.只有将电极电流控制在熔化电流范围内,才能保证产品质量合格<sup>[1-2]</sup>.只有将

收稿日期 2017-11-07 录用日期 2018-03-06  
Manuscript received November 7, 2017; accepted March 6, 2018  
国家自然科学基金 (61503066, 61533007) 资助  
Supported by National Natural Science Foundation of China (61503066, 61533007)

本文责任编辑 阳春华

Recommended by Associate Editor YANG Chun-Hua

1. 东北大学流程工业综合自动化国家重点实验室 沈阳 110819 2. 国家冶金自动化工程技术研究中心 沈阳 110819

1. State Key Laboratory of Synthetical Automation for Process Industries, Northeastern University, Shenyang 110819 2. National Engineering Research Center of Metallurgy Automation, Shenyang 110819

电极电流稳定控制在最佳熔化电流上才能保证单吨能耗最小<sup>[2]</sup>。

目前针对电弧炉的电流控制研究大都集中在采用开弧方式的炼钢电弧炉电流控制上, 例如, 文献[3]针对炼钢过程呈非线性, 采用熔炼过程的脉冲响应模型作为电流预测模型, 提出了模型算法控制并进行了仿真实验。文献[4]针对电弧参数随着炼钢炉温度变化而慢时变且温度难以在线测量的问题, 采用在线辨识电流模型参数提出了电极电流温度权重自适应控制器。文献[5]针对电弧炉熔炼过程呈非线性且具有时变特性的问题, 采用电流跟踪误差调整电流设定值来抵偿电弧炉特性的变化, 提出了自调整模型算法控制。文献[6]针对电弧炉输入具有死区特性、输出为非线性且运行过程受约束条件限制的问题, 将电流模型在工作点附近线性化, 提出了模型预测综合控制算法。

针对电熔镁砂熔炼过程电极电流控制问题, 文献[7]提出了一种基于神经网络的电熔镁炉智能控制系统, 并进行了仿真验证。针对参数未知的被控对象, 文献[8]和文献[9]提出了自校正 PID 控制算法, 通过在线辨识模型参数来校正 PID 控制器的参数。针对非线性、大时延及参数时变的复杂过程, 文献[10-11]提出了专家 PID 控制算法, 利用专家系统和规则推理来调节 PID 控制器参数而使其具有自适应能力, 文献[12]和文献[13]采用误差信号的非线性映射提出了非线性 PID 控制算法。由于电熔镁炉的电流模型参数埋弧电阻率、熔池电阻率与熔池高度是未知非线性函数并随熔炼过程变化和原矿变化发生未知随机变化, 导致熔炼过程始终处于动态变化之中, 上述文献[3-13]所述控制方法和 PID 控制器的积分作用失效, 无法将电极电流控制在目标值范围内。

文献[14]和文献[15]针对 PID 控制器积分器失效问题, 将被控对象模型描述成线性模型加高阶非线性项的形式, 通过对线性模型设计一步最优 PI 控制器、对高阶非线性项设计前一拍高阶非线性项补偿器而得到基于高阶非线性项补偿的一步最优 PI 控制器, 并分别应用于热交换过程和混合选别浓密过程的跟踪控制, 取得了较好的效果。本文在文献[14]和文献[15]基础上, 利用电熔镁炉运行在工作点附近的特点, 将电熔镁砂熔炼过程用线性模型和未知高阶非线性项来描述, 采用线性模型设计 PID 控制器, 设计消除前一时刻高阶非线性项和其变化率的补偿器, 提出了一种针对电熔镁砂熔炼过程电极电流控制的带输出补偿的 PID 控制器, 仿真实验和工业应用表明当电熔镁砂熔炼过程动态特性发生变化时, 所提控制方法无需参数辨识可将电流控制在目标值范围内。

## 1 控制问题描述

### 1.1 电熔镁砂熔炼过程简介

如图 1 所示, 电熔镁炉熔炼系统由电流控制系统、三个交流电机和三根电极组成的电极移动系统、原矿仓和电振给料机组成的加料系统、供电系统和电熔镁炉构成。

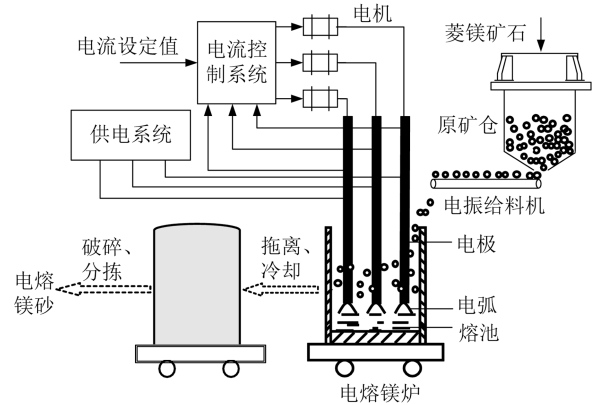


图 1 电熔镁砂熔炼过程

Fig. 1 Fused magnesia smelting process

熔炼过程首先由加料系统向炉内加入菱镁矿石, 通过供电系统向三相电极供电, 产生电弧。原矿吸收电弧放出的热量熔化, 形成熔池。电流控制系统通过电极移动系统调节电极与熔池之间的距离, 进而控制阻抗使三相电极平均电流跟踪熔化电流设定值。由于熔化温度高, 因此采用埋弧方式。三相电极埋在原矿之中, 边熔化边加料, 随着原矿的不断加入和熔化, 熔池增高, 当达到炉口上表面时, 熔炼过程结束。使用小车将炉体拖离熔炼工位, 进行自然冷却并破碎, 得到电熔镁砂产品。

### 1.2 熔炼过程电极电流动态模型

三相电极电流动态模型以三相电机转动方向与频率  $u_i(t)$  为输入, 以三相电极电流  $y_i(t)$  为输出。三相电极电流  $y_i(t)$  与工作电阻  $R_i(t)$  之间的关系为:

$$y_i(t) = \frac{U}{\sqrt{3}R_i(t)} \quad (1)$$

其中,  $i = 1, 2, 3$  分别表示 A、B、C 三相电极,  $U$  为熔炼电压,  $R_i(t)$  可由如下公式表示<sup>[16-17]</sup>:

$$R_i(t) = R_{iarc}(t) + R_{ipool}(t) \quad (2)$$

其中,  $R_{iarc}(t)$  为埋弧电阻,  $R_{ipool}(t)$  为熔池电阻。将埋弧等效为弧柱来计算埋弧电阻<sup>[17]</sup>, 埋弧弧柱长

度  $L_{iarc}(t)$  为:

$$L_{iarc}(t) = h_{ielec}(t) - h_{ipool}(B_1, B_2, y_i) = \int_0^t \omega_i(\tau) r_d d\tau - h_{ipool}(B_1, B_2, y_i) \quad (3)$$

其中,  $h_{ielec}(t)$  为电极高度,  $h_{ipool}(B_1, B_2, y_i)$  为未知非线性函数, 表示熔池高度, 其取值随原矿颗粒长度  $B_1$ 、原矿杂质成分  $B_2$  和电极电流  $y_i$  的变化而变化.  $r_d$  为升降机构的等效齿轮半径,  $\omega_i(\tau)$  (rad/s) 为升降电机转动角速度, 其中  $\tau$  为运行时间. 又升降变频电机转速  $n_i(t)$  (r/min) 与变频电机转动方向与频率  $u_i(t)$  (Hz) 之间的关系如下:

$$n_i(t) = \frac{60(1-s)u_i(t)}{p} \quad (4)$$

其中,  $p$  为电机的极对数,  $s$  为转差率. 因此电弧长度式 (3) 可表示为:

$$L_{iarc}(t) = \int_0^t \frac{2\pi}{60} \times \frac{60(1-s)u_i(\tau)}{p} r_d d\tau - h_{ipool}(B_1, B_2, y_i) = \int_0^t \frac{2\pi(1-s)u_i(\tau)}{p} r_d d\tau - h_{ipool}(B_1, B_2, y_i) \quad (5)$$

埋弧电阻  $R_{iarc}(t)$  和熔池电阻  $R_{ipool}(t)$ <sup>[17]</sup> 分别如式 (6) 和式 (7) 所示:

$$R_{iarc}(t) = f_1(B_1, B_2) \frac{L_{iarc}(t)}{\pi r_{iarc}^2} = \frac{f_1(B_1, B_2)}{\pi r_{iarc}^2} \times \left[ \int_0^t \frac{2\pi(1-s)u_i(\tau)}{p} r_d d\tau - h_{ipool}(B_1, B_2, y_i) \right] \quad (6)$$

$$R_{ipool}(t) = \frac{f_2(B_1, B_2)}{\pi d} \left[ 1 - \frac{d}{2h_{ipool}(B_1, B_2, y_i)} \right] \quad (7)$$

其中,  $f_1(B_1, B_2)$  和  $f_2(B_1, B_2)$  分别表示埋弧电阻率和熔池电阻率, 均为随  $B_1$  和  $B_2$  变化而变化的未知非线性函数;  $r_{iarc}$  为埋弧等效弧柱半径;  $d$  为电极直径. 由式 (6) 和式 (7) 得  $dR_{iarc}(t)/dt$  和  $dR_{ipool}(t)/dt$  如下:

$$\begin{cases} \frac{dR_{iarc}(t)}{dt} = \frac{f_1(B_1, B_2)}{\pi r_{iarc}^2} \left[ \frac{2\pi(1-s)u_i(t)}{p} r_d - \dot{h}_{ipool}(B_1, B_2, y_i) \right] \\ \frac{dR_{ipool}(t)}{dt} = \frac{f_2(B_1, B_2)}{2\pi h_{ipool}^2(B_1, B_2, y_i)} \dot{h}_{ipool}(B_1, B_2, y_i) \end{cases} \quad (8)$$

其中,  $\dot{h}_{ipool}(B_1, B_2, y_i)$  表示熔池高度变化率, 为未知非线性函数. 由式 (1) 得:

$$R_i(t) = \frac{U}{\sqrt{3}y_i(t)} \quad (9)$$

对式 (9) 中的工作电阻  $R_i(t)$  求得:

$$\frac{dR_i(t)}{dt} = -\frac{U}{\sqrt{3}y_i^2(t)} \frac{dy_i(t)}{dt} \quad (10)$$

由式 (2) 得:

$$\frac{dR_i(t)}{dt} = \frac{dR_{iarc}(t)}{dt} + \frac{dR_{ipool}(t)}{dt} \quad (11)$$

由式 (8)、式 (10) 和式 (11) 可得:

$$-\frac{U}{\sqrt{3}y_i^2(t)} \frac{dy_i(t)}{dt} = \frac{f_1(B_1, B_2)}{\pi r_{iarc}^2} \times \left[ \frac{2\pi(1-s)u_i(t)}{p} r_d - \dot{h}_{ipool}(B_1, B_2, y_i) \right] + \frac{f_2(B_1, B_2)}{2\pi h_{ipool}^2(B_1, B_2, y_i)} \dot{h}_{ipool}(B_1, B_2, y_i) \quad (12)$$

将模型参数  $f_1(B_1, B_2)$ 、 $f_2(B_1, B_2)$ 、 $h_{ipool}(B_1, B_2, y_i)$  和  $\dot{h}_{ipool}(B_1, B_2, y_i)$  简写为  $f_1(\cdot)$ 、 $f_2(\cdot)$ 、 $h_{ipool}(\cdot)$  和  $\dot{h}_{ipool}(\cdot)$ , 于是可得如式 (13) 所示的三相电极电流动态模型.

$$\frac{dy_i(t)}{dt} = -\frac{\sqrt{3}y_i^2(t)}{U} \times \left\{ \frac{f_1(\cdot)}{\pi r_{iarc}^2} \left[ \frac{2\pi(1-s)u_i(t)}{p} r_d - \dot{h}_{ipool}(\cdot) \right] + \frac{f_2(\cdot)}{2\pi h_{ipool}^2(\cdot)} \dot{h}_{ipool}(\cdot) \right\} \quad (13)$$

式 (13) 表明电流动态模型具有强非线性, 模型参数  $f_1(\cdot)$ 、 $f_2(\cdot)$ 、 $h_{ipool}(\cdot)$  和  $\dot{h}_{ipool}(\cdot)$  为随熔炼过程和原矿颗粒长度及杂质成分的变化而变化的非线性函数, 由于熔炼过程中电极电流动态特性始终处于变化之中, 使控制器的积分作用失效, 因此难以采用基于参数估计的自适应控制方法和常规 PID 控制方法将电极电流控制在目标值范围内, 导致单吨能耗高.

### 1.3 控制问题描述

电熔镁砂熔炼过程中, 存在使得单吨能耗最小的最佳熔化电流值, 只有三相电极电流平均值很好地跟踪熔化电流最佳设定值  $y_{sp}(k)$ , 即在所有运行时间内将熔炼过程的三相电极电流平均值  $y(k)$  与设定值  $y_{sp}(k)$  的跟踪误差  $e(k)$  控制在目标值范围内, 才能将单吨能耗控制在目标值范围内. 因此当熔

池高度和所加原矿的颗粒长度及杂质成分发生变化时, 必须设计一个控制器, 使得:

$$|e(k)| = |y_{sp}(k) - y(k)| < \delta, \quad 0 < k < \infty \quad (14)$$

且使电机转动方向与频率  $u_i(k)$  的波动尽可能小, 即:

$$u_{\min} < u_i(k) < u_{\max}, \quad i = 1, 2, 3 \quad (15)$$

式中,  $\delta$  为跟踪误差  $e(k)$  的上限值,  $u_{\max}$ 、 $u_{\min}$  为电机转动方向与频率  $u_i(k)$  波动的上下界, 保证实际熔化电流尽可能为最佳熔化电流.

## 2 带输出补偿的 PID 控制方法

### 2.1 控制策略

由于电熔镁炉运行在工作点附近, 因此可以将电极电流动态模型式 (13) 表示为线性模型和未知高阶非线性项之和的形式<sup>[18]</sup>, 首先采用欧拉法离散化模型 (13) 如下:

$$y_i(k+1) = H[u_i(k), y_i(k)] = y_i(k) - \delta_t \frac{\sqrt{3}y_i^2(k)}{U} \left\{ \frac{f_1(\cdot)}{\pi r_{iarc}^2} \left[ \frac{2\pi(1-s)u_i(k)}{p} r_d - \dot{h}_{ipool}(\cdot) \right] + \frac{f_2(\cdot)}{2\pi h_{ipool}^2(\cdot)} \dot{h}_{ipool}(\cdot) \right\} \quad (16)$$

其中  $\delta_t$  为采样时间. 将电极电流模型式 (16) 在工作点  $(u_{i0}, y_{i0})$  附近 Taylor 展开, 其一阶 Taylor 系数为:

$$\begin{aligned} \frac{\partial H[u_i(k), y_i(k)]}{\partial y_i(k)} \Big|_{\substack{u_i(k)=u_{i0} \\ y_i(k)=y_{i0}}} &= \\ 1 - \delta_t \frac{2\sqrt{3}y_{i0}}{U} \left\{ \frac{f_1(\cdot)}{\pi r_{iarc}^2} \left[ \frac{2\pi(1-s)u_{i0}}{p} r_d - \dot{h}_{ipool}(\cdot) \right] + \frac{f_2(\cdot)}{2\pi h_{ipool}^2(\cdot)} \dot{h}_{ipool}(\cdot) \right\} \\ \frac{\partial H[u_i(k), y_i(k)]}{\partial u_i(k)} \Big|_{\substack{u_i(k)=u_{i0} \\ y_i(k)=y_{i0}}} &= -\delta_t \frac{\sqrt{3}y_{i0}^2}{U} \times \\ \frac{f_1(\cdot)}{\pi r_{iarc}^2} \times \frac{2\pi(1-s)}{p} r_d & \quad (17) \end{aligned}$$

令

$$\begin{aligned} a_{i1} &= - \frac{\partial H[u_i(k), y_i(k)]}{\partial y_i(k)} \Big|_{\substack{u_i(k)=u_{i0} \\ y_i(k)=y_{i0}}} \\ b_{i0} &= \frac{\partial H[u_i(k), y_i(k)]}{\partial u_i(k)} \Big|_{\substack{u_i(k)=u_{i0} \\ y_i(k)=y_{i0}}} \quad (18) \end{aligned}$$

因此电极电流模型式 (16) 在工作点  $(u_{i0}, y_{i0})$  附近的 Taylor 展开式为:

$$y_i(k+1) = H[u_{i0}, y_{i0}] - a_{i1} [y_i(k) - y_{i0}] + b_{i0} [u_i(k) - u_{i0}] + R_2 \quad (19)$$

其中,

$$\begin{aligned} R_2 &= \frac{1}{2} \left\{ \frac{\partial H[u_i(k), y_i(k)]}{\partial u_i(k) \partial u_i(k)} \Big|_{\substack{u_i(k)=u_{i0}+\ell[u_i(k)-u_{i0}] \\ y_i(k)=y_{i0}+\ell[y_i(k)-y_{i0}]} \times \right. \\ & [u_i(k) - u_{i0}]^2 + \\ & 2 \frac{\partial H[u_i(k), y_i(k)]}{\partial u_i(k) \partial y_i(k)} \Big|_{\substack{u_i(k)=u_{i0}+\ell[u_i(k)-u_{i0}] \\ y_i(k)=y_{i0}+\ell[y_i(k)-y_{i0}]} \times \\ & [u_i(k) - u_{i0}] [y_i(k) - y_{i0}] + \\ & \left. \frac{\partial H[u_i(k), y_i(k)]}{\partial y_i(k) \partial y_i(k)} \Big|_{\substack{u_i(k)=u_{i0}+\ell[u_i(k)-u_{i0}] \\ y_i(k)=y_{i0}+\ell[y_i(k)-y_{i0}]} \times \right. \\ & \left. [y_i(k) - y_{i0}]^2 \right\}, \quad 0 < \ell < 1 \quad (20) \end{aligned}$$

将式 (19) 进行变换可得由确定线性模型与高阶非线性项组成的电极电流动态模型:

$$\begin{aligned} A_i(z^{-1})y_i(k+1) &= B_i(z^{-1})u_i(k) + v_i(k) \\ A_i(z^{-1}) &= 1 + a_{i1}z^{-1}, \quad B_i(z^{-1}) = b_{i0}, \\ i &= 1, 2, 3 \quad (21) \end{aligned}$$

使用实际过程数据, 采用递推最小二乘和神经网络交替辨识方法<sup>[19]</sup> 确定  $a_{i1}$ 、 $b_{i0}$ , 且知  $v_i(k)$  有界, 被控对象式 (21) 为最小相位系统.  $a_{i1}$  和  $b_{i0}$  的辨识误差由  $v_i(k)$  来描述, 通过设计  $v_i(k)$  的补偿器来消除采用  $a_{i1}$  和  $b_{i0}$  设计控制器对控制效果的影响.

由于  $v_i(k)$  在  $k$  时刻未知, 因此可将  $v_i(k)$  表示为前一时刻高阶非线性项  $v_i(k-1)$  与其变化率  $\Delta v_i(k)$  之和的形式, 即:

$$v_i(k) = v_i(k-1) + \Delta v_i(k) \quad (22)$$

由式 (21) 可知:

$$\begin{aligned} v_i(k-1) &= y_i(k) + A_i^*(z^{-1})y_i(k) - \\ & B_i(z^{-1})u_i(k-1) = \\ & y_i(k) - y_i^*(k) \quad (23) \end{aligned}$$

式中,  $y_i^*(k) = -a_{i1}y_i(k-1) + b_{i0}u_i(k-1)$  为电极电流控制器驱动模型<sup>[20]</sup>.

将式 (22) 代入式 (21), 于是可得电极电流模型为:

$$\begin{aligned} A_i(z^{-1})y_i(k+1) &= B_i(z^{-1})u_i(k) + \\ & v_i(k-1) + \Delta v_i(k) \quad (24) \end{aligned}$$

采用模型 (24) 中的确定线性部分可以设计 PID 控制器, 由式 (23) 可知, 前一时刻高阶非线性项  $v_i(k-1)$  可以精确获得, 因此可以设计消除其影响的控制器, 虽然高阶非线性项变化率  $\Delta v_i(k)$  未知, 但可以通过设计消除跟踪误差  $e_i(k)$  的补偿器来消除  $\Delta v_i(k)$  的影响, 将上述补偿器产生的补偿信号  $u_{i2}(k)$ 、 $u_{i3}(k)$  叠加到 PID 控制器的输出  $u_{i1}(k)$ , 带输出补偿的 PID 控制器如图 2 所示.

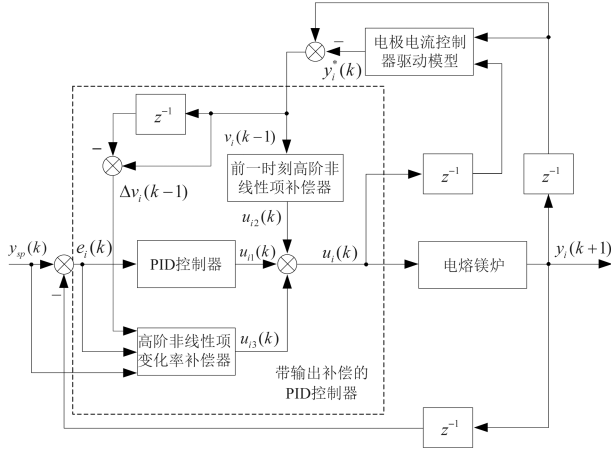


图 2 带输出补偿的 PID 控制结构图

Fig. 2 Structure diagram of PID control with output compensation

## 2.2 控制器设计

### 2.2.1 PID 控制器和前一时刻高阶非线性项补偿器设计

带输出补偿的 PID 控制器为:

$$u_i(k) = u_{i1}(k) + u_{i2}(k) + u_{i3}(k) \quad (25)$$

以式 (24) 的确定线性部分模型设计的 PID 控制律为:

$$H_i(z^{-1})u_{i1}(k) = G_i(z^{-1})e_i(k) \quad (26)$$

式中,  $H_i(z^{-1}) = 1 - z^{-1}$ ,  $G_i(z^{-1}) = g_{i0} + g_{i1}z^{-1} + g_{i2}z^{-2}$ ,  $g_{i0}$ 、 $g_{i1}$  和  $g_{i2}$  为 PID 控制参数,  $e_i(k)$  为跟踪误差, 即:  $e_i(k) = y_{sp}(k) - y_i(k)$ .

前一时刻高阶非线性项  $v_i(k-1)$  补偿器为:

$$u_{i2}(k) = -K_i(z^{-1})v_i(k-1) \quad (27)$$

式中,  $K_i(z^{-1})$  为补偿器的参数.

采用一步最优前馈控制律来设计  $G_i(z^{-1})$  和  $K_i(z^{-1})$  的参数, 将式 (26) 中的  $u_{i1}(k)$  和式 (27) 中的  $u_{i2}(k)$  代入式 (25) 中得到  $u_i(k)$  为:

$$H_i(z^{-1})u_i(k) = G_i(z^{-1})[y_{sp}(k) - y_i(k)] - H_i(z^{-1})K_i(z^{-1})v_i(k-1) + H_i(z^{-1})u_{i3}(k) \quad (28)$$

引入下列性能指标<sup>[14]</sup>:

$$J = [P_i(z^{-1})y_i(k+1) - R_i(z^{-1})y_{sp}(k) + Q_i(z^{-1})u_i(k) + \bar{K}_i(z^{-1})v_i(k-1) - H_i(z^{-1})u_{i3}(k)]^2 \quad (29)$$

式中,  $P_i(z^{-1})$ 、 $R_i(z^{-1})$ 、 $Q_i(z^{-1})$  和  $\bar{K}_i(z^{-1})$  均是关于  $z^{-1}$  的加权多项式.

引入广义输出  $\phi_i(k+1)$  为:

$$\phi_i(k+1) = P_i(z^{-1})y_i(k+1) \quad (30)$$

定义广义理想输出  $\phi_i^*(k+1)$  为:

$$\phi_i^*(k+1) = R_i(z^{-1})y_{sp}(k) - Q_i(z^{-1})u_i(k) - \bar{K}_i(z^{-1})v_i(k) \quad (31)$$

定义式 (29) 中的  $P_i(z^{-1})$  为:

$$P_i(z^{-1}) = A_i(z^{-1}) + z^{-1}G_i(z^{-1}) \quad (32)$$

由式 (24) 和式 (32) 可得:

$$P_i(z^{-1})y_i(k+1) = G_i(z^{-1})y_i(k) + B_i(z^{-1})u_i(k) + v_i(k-1) + \Delta v_i(k) \quad (33)$$

将式 (33) 代入式 (29), 使  $J$  最小可得带有前一时刻高阶非线性项  $v_i(k-1)$  补偿的一步最优前馈控制律为:

$$[B_i(z^{-1}) + Q_i(z^{-1})]u_i(k) = R_i(z^{-1})y_{sp}(k) - G_i(z^{-1})y_i(k) - [1 + \bar{K}_i(z^{-1})]v_i(k-1) + H_i(z^{-1})u_{i3}(k) \quad (34)$$

由式 (28) 和式 (34) 可得  $Q_i(z^{-1})$ 、 $R_i(z^{-1})$  和  $\bar{K}_i(z^{-1})$  为:

$$\begin{cases} Q_i(z^{-1}) = H_i(z^{-1}) - B_i(z^{-1}) \\ R_i(z^{-1}) = G_i(z^{-1}) \\ \bar{K}_i(z^{-1}) = H_i(z^{-1})K_i(z^{-1}) - 1 \end{cases} \quad (35)$$

将式 (34) 和式 (35) 代入电极电流模型式 (24) 中得到电极电流闭环系统方程为:

$$[A_i(z^{-1})H_i(z^{-1}) + z^{-1}B_i(z^{-1})G_i(z^{-1})] \times y_i(k+1) = B_i(z^{-1})G_i(z^{-1})y_{sp}(k) + B_i(z^{-1})H_i(z^{-1})u_{i3}(k) + H_i(z^{-1}) \times [1 - B_i(z^{-1})K_i(z^{-1})]v_i(k-1) + H_i(z^{-1})\Delta v_i(k) \quad (36)$$

选择  $G_i(z^{-1})$  的参数  $g_{i0}$ 、 $g_{i1}$  和  $g_{i2}$  使式 (36) 所示闭环系统稳定, 即:

$$A_i(z^{-1})H_i(z^{-1}) + z^{-1}B_i(z^{-1})G_i(z^{-1}) \neq 0, |z| > 1 \quad (37)$$

由式 (36) 可知, 为实现对  $v_i(k-1)$  的动态和静态补偿, 选择  $K_i(z^{-1})$  使  $1 - B_i(z^{-1})K_i(z^{-1}) = 0$ , 即:

$$K_i(z^{-1}) = \frac{1}{B_i(z^{-1})} = k_{vio} \quad (38)$$

于是式 (36) 为:

$$\begin{aligned} A_i(z^{-1})H_i(z^{-1})y_i(k+1) = & \\ & B_i(z^{-1})G_i(z^{-1})e_i(k) + \\ & B_i(z^{-1})H_i(z^{-1})u_{i3}(k) + H_i(z^{-1})\Delta v_i(k) \end{aligned} \quad (39)$$

### 2.2.2 高阶非线性项变化率补偿器设计

虽然高阶非线性项变化率  $\Delta v_i(k)$  未知, 但其造成的跟踪误差  $e_i(k)$  已知, 因此以消除跟踪误差  $e_i(k)$  为目标, 设计补偿器  $u_{i3}(k)$ , 将式 (39) 两边同时减  $A_i(z^{-1})H_i(z^{-1})y_{sp}(k+1)$ , 可以将式 (39) 表示为以  $e_i(k+1)$  为输出, 以  $u_{i3}(k)$  为输入的系统, 即:

$$\begin{aligned} [A_i(z^{-1})H_i(z^{-1}) + z^{-1}B_i(z^{-1})G_i(z^{-1})] \times \\ e_i(k+1) = -B_i(z^{-1})H_i(z^{-1})u_{i3}(k) - \\ H_i(z^{-1})\Delta v_i(k) + A_i(z^{-1})H_i(z^{-1})y_{sp}(k+1) \end{aligned} \quad (40)$$

为了尽可能地消除  $e_i(k+1)$ , 引入一步最优调节律<sup>[18]</sup>设计  $u_{i3}(k)$ , 引入下列性能指标:

$$J' = \min [e_i(k+1)]^2 \quad (41)$$

引入 Diophantine 方程:

$$\begin{aligned} A_i(z^{-1})H_i(z^{-1}) + z^{-1}B_i(z^{-1})G_i(z^{-1}) + \\ z^{-1}G'_i(z^{-1}) = 1 \end{aligned} \quad (42)$$

由式 (42) 可得  $G'_i(z^{-1})$  为:

$$\begin{aligned} G'_i(z^{-1}) = A_i(z^{-1}) - B_i(z^{-1})G_i(z^{-1}) - \\ a_{i1} = g'_{i0} + g'_{i1}z^{-1} + g'_{i2}z^{-2} \end{aligned} \quad (43)$$

其中,  $g'_{i0} = 1 - b_{i0}g_{i0} - a_{i1}$ ,  $g'_{i1} = a_{i1} - b_{i0}g_{i1}$ ,  $g'_{i2} = -b_{i0}g_{i2}$ .

将式 (42) 代入式 (40) 中得:

$$\begin{aligned} e_i(k+1) = G'_i(z^{-1})e_i(k) - \\ B_i(z^{-1})H_i(z^{-1})u_{i3}(k) - H_i(z^{-1})\Delta v_i(k) + \\ A_i(z^{-1})H_i(z^{-1})y_{sp}(k+1) \end{aligned} \quad (44)$$

由式 (44) 可知, 跟踪误差的一步最优预报  $e_i^*(k+1/k)$  为:

$$\begin{aligned} e_i^*(k+1/k) = G'_i(z^{-1})e_i(k) - \\ B_i(z^{-1})H_i(z^{-1})u_{i3}(k) - \\ H_i(z^{-1})\Delta v_i(k-1) + \\ A_i(z^{-1})H_i(z^{-1})y_{sp}(k+1) \end{aligned} \quad (45)$$

令  $e_i^*(k+1/k) = 0$ , 可得补偿信号  $u_{i3}(k)$  为:

$$\begin{aligned} u_{i3}(k) = \frac{1}{H_i(z^{-1})B_i(z^{-1})}G'_i(z^{-1})e_i(k) - \\ \frac{1}{B_i(z^{-1})}\Delta v_i(k-1) + \\ \frac{A_i(z^{-1})}{B_i(z^{-1})}y_{sp}(k+1) \end{aligned} \quad (46)$$

式中, 高阶非线性项变化率补偿器参数  $G'_i(z^{-1})$  由式 (43) 获得.

### 2.3 带输出补偿的 PID 控制算法

电熔镁砂熔炼过程带输出补偿的 PID 控制算法实现步骤如下:

1) 采用实际熔炼过程输入输出数据, 利用递推最小二乘和神经网络交替辨识电极电流控制器设计模型式 (24) 的参数  $a_{i1}$  和  $b_{i0}$ ;

2) 由式 (37) 确定 PID 控制器参数  $g_{i0}$ 、 $g_{i1}$  和  $g_{i2}$ ;

3) 由式 (38) 确定前一时刻高阶非线性项  $v_i(k-1)$  补偿器参数  $k_{vio}$ ;

4) 由式 (43) 确定前一时刻高阶非线性项变化率  $\Delta v_i(k)$  补偿器参数  $g'_{i0}$ 、 $g'_{i1}$  和  $g'_{i2}$ ;

5) 采集输入输出数据, 求出跟踪误差  $e_i(k)$ , 并由式 (23) 求出前一时刻高阶非线性项  $v_i(k-1)$ , 由式 (22) 求出前一时刻高阶非线性项变化率  $\Delta v_i(k-1)$ ;

6) 由式 (26) 求出 PID 控制器输出  $u_{i1}(k)$ , 由式 (27) 求出前一时刻高阶非线性项补偿器输出  $u_{i2}(k)$ , 由式 (46) 求出前一时刻高阶非线性项变化率补偿器输出  $u_{i3}(k)$ ;

7) 由式 (25) 求出带输出补偿的 PID 控制器输出  $u_i(k)$ , 加到电熔镁炉被控对象上;

8)  $t = k + 1$ , 返回步骤 5)。

### 3 仿真实验

首先将本文所提电熔镁砂熔炼过程带输出补偿的 PID 控制算法进行仿真实验研究, 以验证其有效性和实用性。

3.1 被控对象仿真模型

将式 (13) 所示的电极电流被控对象动态模型表示成如下形式:

$$\dot{y}_i(t) = \frac{\sqrt{3}}{\pi} F_i(\cdot) y_i^2(t) - 2\sqrt{3} Q_i(\cdot) u_i(t) y_i^2(t) \quad (47)$$

其中,

$$\begin{cases} F_i(\cdot) = \left[ \frac{f_1(\cdot)}{r_{iarc}^2} - \frac{f_2(\cdot)}{2h_{ipool}^2(\cdot)} \right] \frac{\dot{h}_{ipool}(\cdot)}{U} \\ Q_i(\cdot) = \frac{f_1(\cdot)(1-s)r_d}{Ur_{iarc}^2 p} \end{cases} \quad (48)$$

采用欧拉法将电极电流动态模型式 (47) 离散化, 使用实际工业过程中大量的电极电流和电机转动方向与频率数据, 采用递推最小二乘和神经网络交替辨识方法<sup>[19]</sup> 对电流模型的参数  $F_i(\cdot)$ 、 $Q_i(\cdot)$  及建模误差  $\Delta y_i(k)$  进行辨识, 于是电极电流仿真模型如下:

$$y_i(k+1) = y_i(k) + \delta_t \frac{\sqrt{3}}{\pi} \hat{F}_i y_i^2(k) - \delta_t 2\sqrt{3} \hat{Q}_i u_i(k) y_i^2(k) + \Delta \hat{y}_i(k) \quad (49)$$

其中,  $\delta_t$  为采样时间,  $\hat{F}_i$ 、 $\hat{Q}_i$  和  $\Delta \hat{y}_i(k)$  通过辨识得到, 采用式 (49) 进行仿真实验.

3.2 控制目标及控制器参数选择

控制目标可表示为:

$$|e(k)| = |y_{sp}(k) - y(k)| < 2000, 0 < k < \infty \quad (50)$$

其中, 设定值  $y_{sp}(k) = 15300$  A, 电极电流  $y_1(k)$  和控制量  $u_1(k)$  的约束如下:

$$\begin{aligned} 12000 < y_1(k) < 17000 \\ -20 < u_1(k) < 20 \end{aligned} \quad (51)$$

电极电流控制器设计模型参数为:

$$\begin{aligned} A_1(z^{-1}) &= 1 - 1.0019z^{-1} \\ B_1(z^{-1}) &= -0.454 \end{aligned} \quad (52)$$

由式 (37)、式 (38) 和式 (43) 确定带输出补偿的 PID 控制器参数为:

$$\begin{cases} G_1(z^{-1}) = -1.295 + 1.82z^{-1} - 0.56z^{-2} \\ K_1(z^{-1}) = -2.2026 \\ G'_1(z^{-1}) = 1.414 - 0.1756z^{-1} - 0.2542z^{-2} \end{cases} \quad (53)$$

常规 PID 控制器参数与  $G_1(z^{-1})$  参数相同.

3.3 仿真结果

采用递推最小二乘和神经网络交替辨识所得  $F_1(\cdot)$ 、 $Q_1(\cdot)$  的估计值为  $\hat{F}_1 = -1.344 \times 10^{-4}$ 、 $\hat{Q}_1 = 7.059 \times 10^{-4}$ , 采用式 (49) 并叠加如图 3 所示的随机噪声信号  $noise_1(k)$  作为被控对象仿真模型, 将本文提出的控制算法与常规 PID 控制算法进行仿真对比实验.

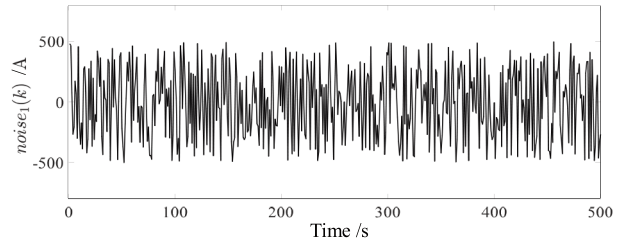
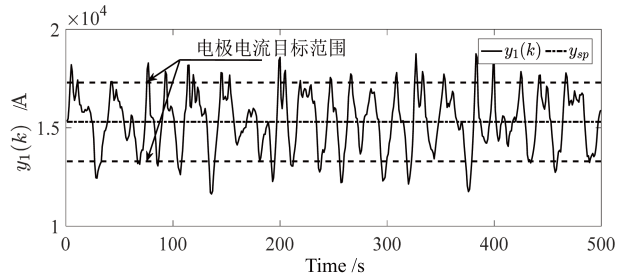


图 3 随机噪声信号

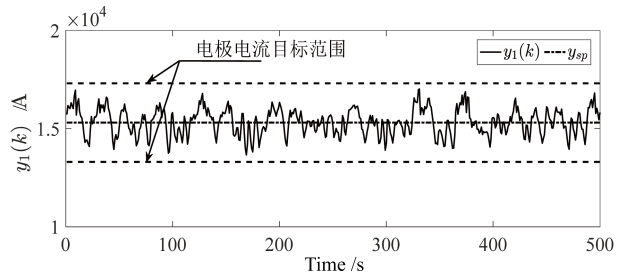
Fig. 3 Random noise signal

仿真对比实验结果如图 4 所示.



(a) 采用常规PID控制算法

(a) Adopt traditional PID control algorithm



(b) 采用本文控制算法

(b) Adopt the control algorithm of this paper

图 4 采用常规 PID 控制算法和本文控制算法时电极电流  $y_1$  的控制效果

Fig. 4 The control effects of electrode current  $y_1$  using traditional PID control algorithm and the control algorithm of this paper

由图 4 可以看出, 采用常规 PID 控制算法时, 电极电流跟踪误差绝对值存在超出跟踪误差上限的情况, 而采用本文算法能够在所有运行时间将电极电流跟踪误差控制在工艺要求的范围内.

采用如式 (54) 和式 (55) 所示的性能评价指标

均方误差 (Mean squared error, MSE)<sup>[21]</sup> 和误差绝对值积分 (Integrated absolute error, IAE)<sup>[22]</sup> 对图 4 所示的控制效果进行比较, 结果见表 1.

$$\text{MSE} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N [y_{sp}(k) - y(k)]^2 \quad (54)$$

$$\text{IAE} = \sum_{k=1}^N |y_{sp}(k) - y(k)| \quad (55)$$

表 1 采用 PID 控制器和本文所述控制器控制电流  $y_1$  时的性能评价表

Table 1 The performance evaluating table of current  $y_1$  controlled with PID controller and the proposed controller in this paper

	MSE	IAE
PID 控制器	$2.3386 \times 10^6$	$0.6431 \times 10^6$
本文所述控制器	$0.4502 \times 10^6$	$0.2787 \times 10^6$
降低	80.75 %	56.66 %

由表 1 可以看出, 采用 PID 控制算法时, 电极电流的 MSE 为  $2.3386 \times 10^6$ , 而采用本文算法时, 电极电流的 MSE 为  $0.4502 \times 10^6$ , 降低了 80.75%; 采用 PID 控制算法时, 电极电流的 IAE 为  $0.6431 \times 10^6$ , 而采用本文算法时, 电极电流的 IAE 为  $0.2787 \times 10^6$ , 降低了 56.66%.

上述仿真结果表明本文所述方法优于常规 PID 控制方法, 可以将电熔镁砂熔炼过程电极电流控制在目标范围内.

## 4 工业应用

将本文提出的带输出补偿的 PID 控制算法进行了工业应用, 以验证其有效性和实用性.

### 4.1 电熔镁炉应用对象描述

中国辽宁省某电熔镁砂厂的实际电熔镁炉如图 5 所示. 该厂生产设备和工艺参数如表 2 所示.

表 2 生产设备和工艺参数

Table 2 Parameters of production equipment and technology

参数	数值
电极直径	250 mm
电极长度	1 500 mm
炉体直径	2.5 m
熔炼电压	100 ~ 150 V
熔炼时间	10 h



图 5 电熔镁炉熔炼系统现场图

Fig. 5 The site figure of fused magnesium furnace smelting system

电熔镁砂熔炼过程控制系统硬件平台如图 6 所示, 由人机交互平台、德国 Siemens 公司的 S7-300PLC 控制系统、传感器等组成. 所开发的人机交互界面如图 7 所示.

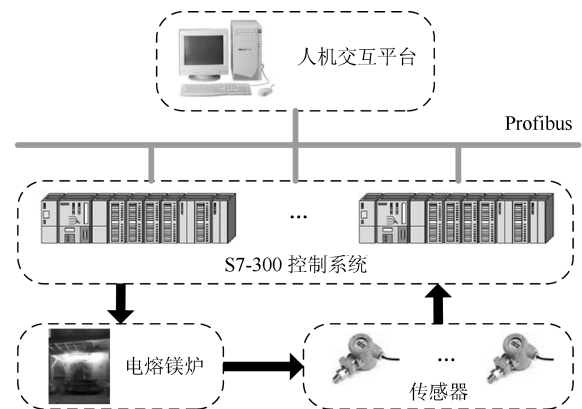


图 6 控制系统硬件平台

Fig. 6 Hardware platform of control system

根据工艺要求, 电熔镁炉实际熔炼过程的电流控制目标可表示为:

$$|e(k)| = |y_{sp}(k) - y(k)| < 2000, 0 < k < \infty \quad (56)$$

其中, 设定值  $y_{sp}(k) = 15300$  A, 电极电流  $y_i(k)$  和控制量  $u_i(k)$  的约束如式 (57) 所示.

$$\begin{aligned} 12000 < y_i(k) < 17000, \\ -20 < u_i(k) < 20, \\ i = 1, 2, 3 \end{aligned} \quad (57)$$



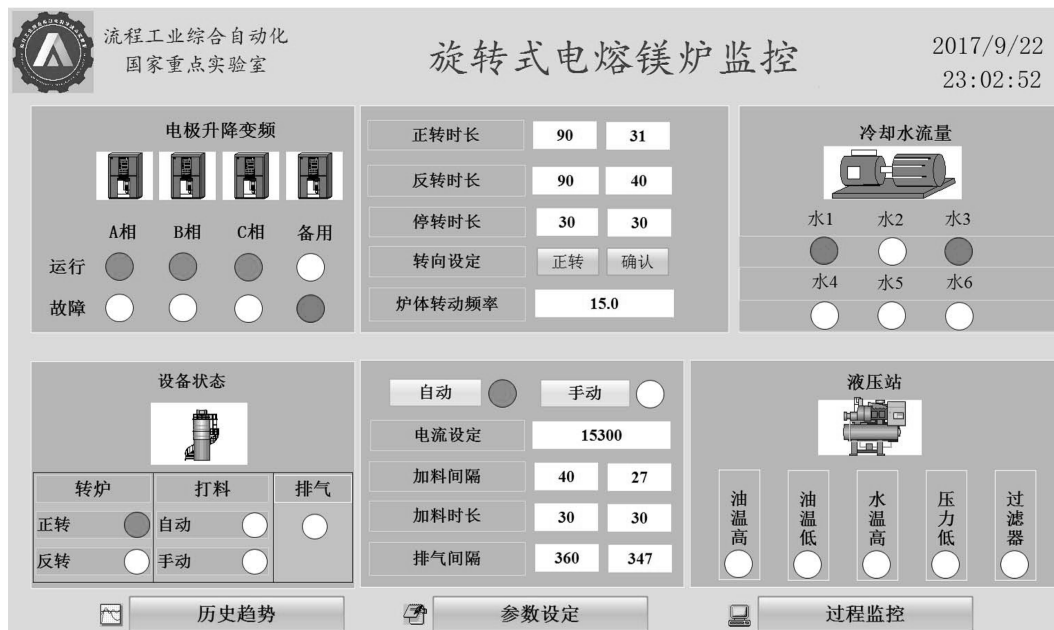


图7 控制软件监控界面

Fig. 7 Monitoring interface of control software

#### 4.2 控制器与补偿器参数选择

电极电流控制回路采样周期为 1 s, 控制参数为:  $g_{i0} = -1.4$ ,  $g_{i1} = 1.62$ ,  $g_{i2} = -0.51$ ,  $k_{vi0} = -2.35$ ,  $g'_{i0} = 1.5$ ,  $g'_{i1} = -0.2$ ,  $g'_{i2} = -0.27$ .

#### 4.3 应用效果分析

该厂某熔炼过程采用常规 PID 算法时的控制效果如图 8 所示. 00:04 开始, 由于原矿性质变化导致该熔炼过程动态特性变化, 可以看出此时常规 PID 控制效果不佳. 00:32 开始, 将控制算法改为本文所提算法后电流控制效果如图 9 所示. 可以看出, 在熔炼工况相同的情况下, 本文算法能够明显减小电流波动.

将常规 PID 控制方法与本文所述方法的电极电流控制效果用性能指标 MSE、IAE 进行对比, 结果如表 3 所示. 采用常规 PID 控制器时三相电极电流平均值的 MSE 和 IAE 为  $1.3083 \times 10^6$  和  $1.3503 \times 10^6$ , 而采用本文所述带输出补偿的 PID 控制器时三相电极电流平均值的 MSE 和 IAE 为  $0.4260 \times 10^6$  和  $0.7743 \times 10^6$ , 分别降低了 67.44% 和 42.66%.

引入式 (58) 所示的性能指标超区间绝对误差累积和:

$$\sum_{k=1}^N \left\{ |y_{sp}(k) - y(k)| - \varphi \mid |y_{sp}(k) - y(k)| \geq \varphi \right\} \quad (58)$$

式中,  $\varphi$  为误差波动允许上限值, 即  $\varphi = 2000$  A.

经计算, 常规 PID 控制时三相电极电流平均值超区间绝对误差累积和为  $3.3819 \times 10^4$ , 而本文所述

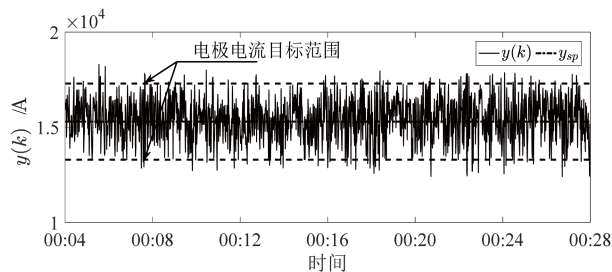
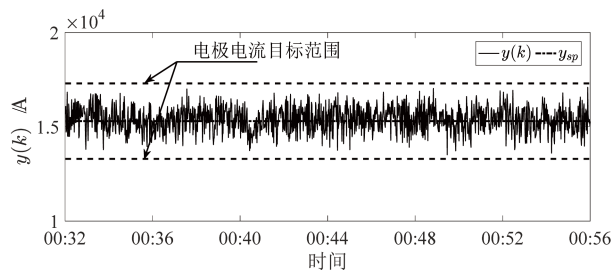
图8 采用常规 PID 控制算法时电熔镁炉三相电极电流平均值  $y$  的控制效果Fig. 8 The control effects of the average value  $y$  of three phase electrode currents of fused magnesium furnace using traditional PID control algorithm图9 采用带输出补偿的 PID 控制算法时电熔镁炉三相电极电流平均值  $y$  的控制效果Fig. 9 The control effects of the average value  $y$  of three phase electrode currents of fused magnesium furnace using PID control algorithm with output compensation

表 3 采用常规 PID 控制器和本文所述带输出补偿的 PID 控制器时三相电极电流平均值  $y$  的性能评价表

Table 3 The performance evaluating table of the average value  $y$  of three phase electrode currents using traditional PID controller and the proposed PID controller with output compensation in this paper

	MSE	IAE
常规 PID	$1.3083 \times 10^6$	$1.3503 \times 10^6$
本文方法	$0.4260 \times 10^6$	$0.7743 \times 10^6$
降低	67.44 %	42.66 %

算法为 0.

采用常规 PID 算法和本文所提算法时, 三相电极电流跟踪误差平均值的经验概率分布如图 10 所示. 可以看出, 采用常规 PID 算法时三相电极电流跟踪误差平均值 (A) 超出其上下限  $[-2000, 2000]$  的比例为 7.29%, 而采用本文所提算法时为 0. 综上, 本文算法的控制效果明显改善, 满足工艺要求.

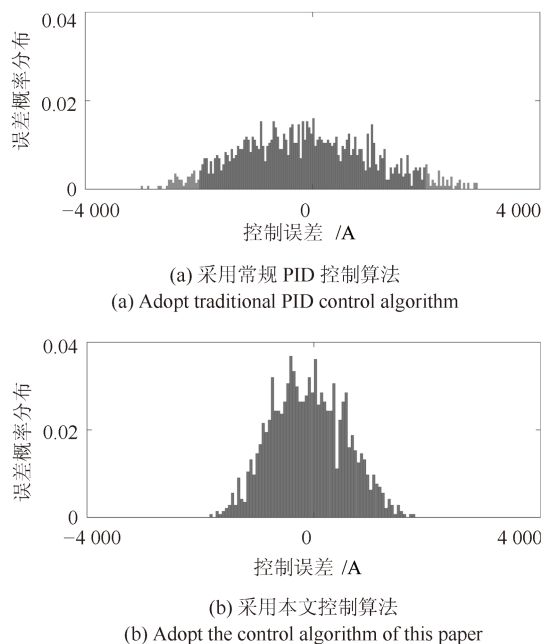


图 10 采用常规 PID 控制算法和本文控制算法时三相电极电流跟踪误差平均值的经验概率分布

Fig. 10 Experienced probability distribution of the average value of three phase electrode currents' tracking errors using traditional PID control algorithm and the control algorithm of this paper

通过上述对比分析不难看出, 当熔炼过程动态特性变化时, 本文算法的控制效果优于常规 PID 控制算法, 这必然有利于降低产品单吨能耗. 经过统计, 常规 PID 控制时产品单吨能耗平均值为 2459 kwh/t, 而本文所述算法控制时产品单吨能耗平均值为 2412 kwh/t, 降低了 1.91%.

## 5 结论

针对电熔镁炉三相电极电流处于动态之中导致 PID 的积分器失效问题, 本文提出了一种电熔镁砂熔炼过程带输出补偿的 PID 控制器. 该控制器由前一时刻高阶非线性项补偿器、消除其变化率补偿器和基于确定线性模型设计的常规 PID 控制器组成. 仿真和工业应用结果表明, 当电极电流模型参数发生未知随机变化时, 所提出的控制方法无需参数估计可将三相电极电流平均值控制在目标值范围内. 本文所提的带输出补偿的 PID 控制器设计方法对难以采用常规 PID 控制的复杂工业过程的控制器设计具有参考价值.

## References

- 1 Wu Z W, Wu Y J, Chai T Y, Sun J. Data-driven abnormal condition identification and self-healing control system for fused magnesium furnace. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2015, **62**(3): 1703–1715
- 2 Chai T Y, Wu Z W, Wang H. A CPS based optimal operational control system for fused magnesium furnace. *IFAC-PapersOnLine*, 2017, **50**(1): 14992–14999
- 3 Usoro P B, Mehra R K. Model algorithmic control of a nonlinear three phase electric arc furnace. In: *Proceedings of the 1984 American Control Conference*. San Diego, CA, USA: IEEE, 1984. 679–685
- 4 Gu X Y, Bao Y A, Lang Z Q. Self-tuning control of the electrode position system for electric arc furnaces. In: *Proceedings of the 26th IEEE Conference on Decision and Control*. Los Angeles, California, USA: IEEE, 1987. 2053–2057
- 5 Nadira R, Usoro P B. Self-adjusting model algorithmic control of a three-phase electric arc furnace. In: *Proceedings of the 1988 American Control Conference*. Atlanta, GA, USA: IEEE, 1988. 227–232
- 6 Li Y, Mao Z Z, Wang Y, Yuan P, Jia M X. Model predictive control synthesis approach of electrode regulator system for electric arc furnace. *Journal of Iron and Steel Research, International*, 2011, **18**(11): 20–25
- 7 Wu Zhi-Wei, Wu Yong-Jian, Chai Tian-You. Intelligent control of fused magnesium furnaces based on SPSA. *Journal of Shanghai Jiaotong University*, 2011, **45**(8): 1095–1100 (吴志伟, 吴永建, 柴天佑. 基于同步扰动随机逼近算法的电熔镁炉智能控制系统. *上海交通大学学报*, 2011, **45**(8): 1095–1100)
- 8 Jin C Y, Ryu K H, Sung S W, Lee J, Lee I B. PID auto-tuning using new model reduction method and explicit PID tuning rule for a fractional order plus time delay model. *Journal of Process Control*, 2014, **24**(1): 113–128
- 9 Berner J, Hägglund T, Åström K J. Asymmetric relay autotuning-practical features for industrial use. *Control Engineering Practice*, 2016, **54**: 231–245
- 10 Åström K J, Anton J J, Årzén K E. Expert control. *Automatica*, 1986, **22**(3): 277–286
- 11 Shi D Q, Gao G L, Gao Z W, Xiao P. Application of expert fuzzy PID method for temperature control of heating furnace. *Procedia Engineering*, 2012, **29**: 257–261

- 12 Sun D, Hu S Y, Shao X Y, Liu C. Global stability of a saturated nonlinear PID controller for robot manipulators. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2009, **17**(4): 892–899
- 13 Andrikopoulos G, Nikolakopoulos G, Manesis S. Advanced nonlinear PID-based antagonistic control for pneumatic muscle actuators. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2014, **61**(12): 6926–6937
- 14 Yang Tian-Hao, Li Jian, Jia Yao, Liu Teng-Fei, Chai Tian-You. Dual-rate adaptive control driven by virtual unmodeled dynamics compensation in industrial heat exchange process. *Acta Automatica Sinica*, 2018, **44**(2): 299–310  
(杨天皓, 李健, 贾瑶, 刘腾飞, 柴天佑. 虚拟未建模动态补偿驱动的双率自适应控制. *自动化学报*, 2018, **44**(2): 299–310)
- 15 Wang Lin-Yan, Li Jian, Jia Yao, Chai Tian-You. Dual-rate intelligent switching control for mixed separation thickening process. *Acta Automatica Sinica*, 2018, **44**(2): 330–343  
(王琳岩, 李健, 贾瑶, 柴天佑. 混合选别浓密过程双速率智能切换控制. *自动化学报*, 2018, **44**(2): 330–343)
- 16 Yang Jie, Chai Tian-You, Zhang Ya-Jun, Wu Zhi-Wei. Data and model driven demand forecasting method for fused magnesium furnace group. *Acta Automatica Sinica*, 2018, **44**(8): 1460–1474  
(杨杰, 柴天佑, 张亚军, 吴志伟. 数据与模型驱动的电熔镁群炉需量预报方法. *自动化学报*, 2018, **44**(8): 1460–1474)
- 17 Guo Mao-Xian. *Industrial Electric Furnace*. Beijing: Metallurgical Industry Press, 2002.  
(郭茂先. *工业电炉*. 北京: 冶金工业出版社, 2002.)
- 18 Chai Tian-You, Yue Heng. *Adaptive Control*. Beijing: Tsinghua University Press, 2016.  
(柴天佑, 岳恒. *自适应控制*. 北京: 清华大学出版社, 2016.)
- 19 Zhang Y J, Chai T Y, Wang D H. An alternating identification algorithm for a class of nonlinear dynamical systems. *IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems*, 2017, **28**(7): 1606–1617
- 20 Chai T Y, Zhang Y J, Wang H, Su C Y, Sun J. Data-based virtual unmodeled dynamics driven multivariable nonlinear adaptive switching control. *IEEE Transactions on Neural Networks*, 2011, **22**(12): 2154–2172
- 21 Hägglund T. A control-loop performance monitor. *Control Engineering Practice*, 1995, **3**(11): 1543–1551



王维洲 东北大学流程工业综合自动化国家重点实验室硕士研究生. 主要研究方向为复杂工业过程控制理论及技术.  
E-mail: wzwang17@163.com

(WANG Wei-Zhou Master student at the State Key Laboratory of Synthetical Automation for Process Industries, Northeastern University. His research interest covers process control theory and technology for complex industry process.)



吴志伟 东北大学讲师. 2015 年于东北大学获得博士学位. 主要研究方向为复杂工业过程的运行控制和工业嵌入式控制系统开发. 本文通信作者.

E-mail: wuzhiwei@mail.neu.edu.cn

(WU Zhi-Wei Lecturer at the Northeastern University, Shenyang, China. He received his Ph.D. degree

from Northeastern University in 2015. His research interest covers operational control for complex industry process and industrial embedded control system. Corresponding author of this paper.)



柴天佑 中国工程院院士, 东北大学教授. IEEE Fellow, IFAC Fellow, 欧亚科学院院士. 主要研究方向为自适应控制, 智能解耦控制, 流程工业综合自动化理论、方法与技术.

E-mail: tychai@mail.neu.edu.cn

(CHAI Tian-You Academician of Chinese Academy of Engineering, professor

at Northeastern University, IEEE Fellow, IFAC Fellow, and academician of the International Eurasian Academy of Sciences. His research interest covers adaptive control, intelligent decoupling control, as well as theories, methods and technology of synthetical automation for process industries.)