

## 基于近似模型的电弧炉解耦控制器

李磊<sup>1†</sup>, 毛志忠<sup>2</sup>

(1. 曲阜师范大学 电气信息与自动化学院, 山东 日照 276826; 2. 东北大学 信息科学与工程学院, 辽宁 沈阳 110004)

**摘要:** 针对电弧炉电极调节系统, 提出了基于近似模型的解耦控制策略. 首先, 选取弧长为状态变量, 推导电极调节系统的状态方程, 由Taylor展开技术, 得到系统的近似模型. 由近似模型直接推导近似逆控制律, 实现三相之间的解耦, 并避免了在线辨识逆模型计算量过大的问题. 由于状态不能直接测量, 利用扩展卡尔曼状态估计方法得到系统状态. 另外, 在内模结构中引入非线性补偿, 保证了系统的鲁棒性. 系统的稳定性通过Lyapunov方法进行了分析, 最后的仿真结果验证了控制器的有效性.

**关键词:** 电弧炉; 近似模型; 解耦; 内模

**中图分类号:** TP273 **文献标识码:** A

## Approximate-model-based decoupling controller for electric arc furnace

LI Lei<sup>1†</sup>, MAO Zhi-zhong<sup>2</sup>

(1. College of Electricity Information and Automation, Qufu Normal University, Rizhao Shandong 276826, China;

2. College of Information Science & Engineering, Northeastern University, Shenyang Liaoning 110004, China)

**Abstract:** A decoupling strategy based on the approximated model is proposed for regulating electrodes in an arc furnace. The mathematical model of the system in state-space form is built, in which the length of electrical arc is considered the state variable. An approximate model is derived via the Taylor expansion. From the approximate model, the approximate inverse control strategy is derived for eliminating the coupling in the three-phase arc furnace. Thus, the learning of the inverse process dynamics is not required. Because not all states are accessible, a neural network model-based extended Kalman observer is used to estimate the states. In addition, uncertainty compensation in the internal-model structure is introduced to improve the robustness of the system. The stability is proved by using the Lyapunov method. The proposed nonlinear controller is verified by computer simulations.

**Key words:** electric arc furnace (EAF); approximate-model; decoupling; internal-model

### 1 引言(Introduction)

近年来, 随着电弧炉炼钢技术的进步和发展, 电弧炉炼钢已经成为了主要的炼钢方式之一<sup>[1]</sup>. 电极调节系统是电弧炉的重要组成部分, 其工作效果的好坏直接影响钢的产量、质量和能源消耗<sup>[2]</sup>. 而电极调节系统是一个带有随机干扰的三相耦合的非线性时变系统. 由于三相之间的耦合, 在调整任意一相电极位置时, 都会影响其他两相, 导致三相电极很难调整稳定, 不但增加了电极损耗, 而且浪费了大量资源. 设计先进的电极调节系统对于降低能耗, 提高产品质量, 都具有非常重要的意义.

近年来, 国内外对电极调节系统进行了大量的研究, 并取得了许多成果<sup>[3]</sup>. 如美国Stanford大学的Stalb等人, 与美国North Star钢厂及Miutech HOH公司合作研制的基于神经网络的智能电弧炉控制系统IAF<sup>[4-5]</sup>, 该系统经过30 min的学习训练后, 便可实现

对电弧炉的控制. 另外美国SMI公司的SmartArc系统和德国西门子公司Silmelt NEC系统也将人工智能技术应用到电弧炉控制系统中<sup>[6]</sup>. 国内自动控制领域的科技工作者也开发研制了不少适合我国国情的新技术, 其中具有代表性的有: 上海交通大学李静如、张钟俊等人为上海钢铁公司研制开发的“具有不同控制策略和专家知识的炼钢过程计算机控制系统”, 北京科技大学王顺幌等人研制开发的“电弧炉炼钢过程数学模型及终点自适应预报系统”, 北京科技大学王顺幌等人开发的“电弧炉炼钢过程自适应预测控制操作指导系统”均取得了一定的成果<sup>[7]</sup>.

而目前交流电弧控制中普遍存在的问题就是三相耦合问题<sup>[2]</sup>. 关于电弧炉三相电极解耦方面的研究还不是很多, 文献[8]针对三相电极之间的耦合关系, 提出了具有前馈环节的电弧炉电极升降自

收稿日期: 2012-01-11; 收修改稿日期: 2012-07-10.

<sup>†</sup>通信作者. Tel.: +86 18769399008.

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61074074, 61104007); 中央高校基本科研业务专项资金资助项目(N100604002).

适应控制器,然而没有给出确定前馈项系数的方法.文献[9]利用线性系统控制器设计方法,提出了基于状态反馈的电弧炉解耦控制器,但是所提出的控制方法只是在平衡点附近有效,当系统平衡点改变时控制器需重新构造.文献[10-12]提出了基于神经网络逆模型的电极调节解耦控制器,通过神经网络在线辨识系统逆模型,使得电极调节系统成为一个伪线性系统,利用线性系统控制器设计方法进行分析,文献[13]提出了基于内模的神经网络解耦控制器,但均需要一个高速的数据采集和处理系统,且神经网络在线辨识逆模型计算量较大,难以在控制器(如PLC)上实现.文献[14]提出了基于支持向量机(support vector machine, SVM)的电弧炉逆内模控制器,并进行了一些仿真与实验研究,然而该算法是基于一般NARMA(nonlinear auto regressive moving average)模型所提出的,与电弧炉特点结合不紧密,并且对控制信号增量有一定的限制.

本文结合电弧炉电极调节系统各子系统数学模型,推导其状态方程,利用Taylor展开技术,得到系统的近似模型.通过求取近似模型的逆,给出三相电极控制信号.消除三相之间的耦合,控制律计算简单,避免了在线辨识逆模型计算量过大的问题.由于状态不能直接测量,利用扩展卡尔曼状态估计方法估计系统状态.另外,在内模结构中引入非线性补偿,保证了系统的鲁棒性.通过Lyapunov方法分析了系统的稳定性,最后通过仿真验证了控制器的有效性.

## 2 被控对象模型建立(Model construction)

电弧炉电极调节系统主要包括3个部分:液压系统、供电系统和电弧模型.电极调节系统的结构示意图如图1所示.

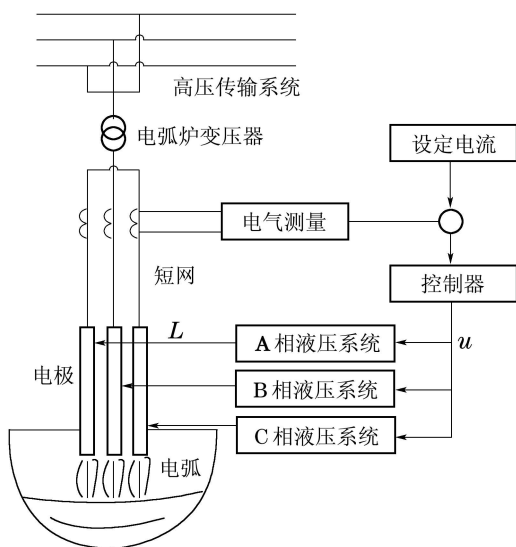


图1 电弧炉电极调节系统示意图

Fig. 1 Schematic diagram of EAF electrode system

下面分别建立各个部分的数学模型.

### 2.1 液压系统(Hydraulic system)

在电极调节系统中,每一相电极都配有单独的液压系统.每个液压系统由电液比例阀和液压缸组成.电液比例阀实现对液压缸输出速度的比例控制;液压缸将液体的压力转换成机械力,带动电极升降.

#### 2.1.1 比例阀(Proportional valve)

比例阀工作时,输入的电压信号经过比例阀放大器转换为相应的电力信号输送给比例电磁铁,电磁铁产生电磁力使阀芯产生位移.

比例阀放大器是高阻抗的电压电流转化器,其频率比液压频率高得多,所以可将比例阀简化为比例环节:

$$k_u = \frac{I}{u}, \quad (1)$$

其中:  $I$  为比例阀的输入电流;  $u$  是控制器的输出电压.

由于比例阀自身的频率远远高于液压系统的频率,比例阀输入电流  $I$  和阀芯位移  $x$  之间的函数关系为

$$x = K_{sv} I. \quad (2)$$

#### 2.1.2 液压缸(Hydraulic cylinder)

比例阀在零位附近经过线性化以后的流量方程:

$$Q_L = K_q x - K_c p_L, \quad (3)$$

其中:  $Q_L$  为负载流量,  $K_q$  为流量增益,  $K_c$  为流量-压力系数,  $p_L$  为负载压力.

阀控缸的负载流量方程为

$$Q_L = A_p \frac{dy}{dt} + \frac{V_e}{\beta_e} \frac{dp_L}{dt} + C_{et} p_L, \quad (4)$$

其中:  $y$  为活塞位移,在钢液面稳定时即为电弧弧长<sup>[3]</sup>,  $A_p$  为柱塞缸的有效面积,  $V_e$  为液压缸的等效容积,  $\beta_e$  为液压体积弹性模量,  $C_{et}$  为等效泄露系数.

若不考虑负载力,阀控缸的力平衡方程为

$$A_p p_L = m \frac{d^2 y}{dt^2}, \quad (5)$$

其中  $m$  为阀控缸的负载质量.

电弧弧长通过液压系统进行调节,假设三相液压系统参数相同,由式(1)-(5),得到三相液压系统的传递函数为

$$\begin{cases} y_a = \frac{b_0}{a_0 s^3 + a_1 s^2 + a_2 s} u_a, \\ y_b = \frac{b_0}{a_0 s^3 + a_1 s^2 + a_2 s} u_b, \\ y_c = \frac{b_0}{a_0 s^3 + a_1 s^2 + a_2 s} u_c, \end{cases} \quad (6)$$

其中:  $a_0 = V_e m / \beta_e A_p$ ,  $a_1 = (k_c + C_{et}) m / A_p$ ,  $a_3 = A_p$ ,  $b_0 = K_q K_{sv} k_u$ .  $y_a, y_b, y_c$  为液压系统活塞位移,  $u_a, u_b, u_c$  分别为控制器输出.

## 2.2 供电系统(Power supply system)

典型的电弧炉供电系统一般包括以下几个部分: 高压配电系统、电炉变压器、短网和电弧, 如图2所示. 其中:  $\dot{U}_m (m = A, B, C)$  为电炉变压器一次侧电压.  $\dot{I}_m (m = A, B, C)$  和  $\dot{I}_m (m = a, b, c)$  分别为电炉变压器一次侧, 二次侧线电流.  $r_d$  为短网电阻,  $x_d$  为短网电抗.  $z_m^{\text{arc}} (m = a, b, c)$  为三相电弧阻抗. 设高压配电系统、电炉变压器、短网的三相参数完全相同.

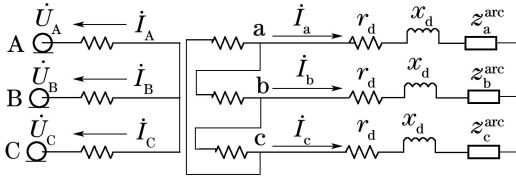


图2 电弧炉供电系统示意图

Fig. 2 Schematic diagram of power supply system

在图2中,  $\dot{U}_A, \dot{U}_B$  和  $\dot{U}_C$  为三相平衡电压源, 可表示为

$$\begin{cases} \dot{U}_A = E \sin(2\pi ft), \\ \dot{U}_B = E \sin(2\pi ft - \frac{2}{3}\pi), \\ \dot{U}_C = E \sin(2\pi ft + \frac{2}{3}\pi), \end{cases} \quad (7)$$

其中:  $E$  为电压幅值,  $f$  为频率.

电炉变压器选用Yd11接法. 利用变压器相关理论<sup>[15]</sup>, 由图2可得, 电炉变压器二次侧线电流为

$$\begin{cases} \dot{I}_a = \frac{(\frac{3}{2} \frac{z_k}{3t_p} - t_p z_b - \frac{1}{2} t_p z_c) + j \frac{\sqrt{3}}{2} (\frac{z_k}{3t_p} - t_p z_c)}{z_{abc}} E, \\ \dot{I}_b = \frac{(\frac{1}{2} t_p z_c - \frac{1}{2} t_p z_a) - j \frac{\sqrt{3}}{2} (2 \frac{z_k}{3t_p} - t_p z_a - t_p z_c)}{z_{abc}} E, \\ \dot{I}_c = \frac{-(\frac{3}{2} \frac{z_k}{3t_p} - \frac{1}{2} t_p z_a - t_p z_b) + j \frac{\sqrt{3}}{2} (\frac{z_k}{3t_p} - t_p z_a)}{z_{abc}} E, \end{cases} \quad (8)$$

其中:

$$\begin{aligned} z_{abc} = & (\frac{z_k}{3t_p} - z_a)(\frac{z_k}{3t_p} - z_b) + \\ & (\frac{z_k}{3t_p} - z_a)(\frac{z_k}{3t_p} - z_c) + \\ & (\frac{z_k}{3t_p} - z_b)(\frac{z_k}{3t_p} - z_c), \\ z_m = & r_d + jx_d + z_m^{\text{arc}}, \quad m = a, b, c, \end{aligned}$$

其中:  $j$  为虚数单位, 即  $j = \sqrt{-1}$ ,  $z_k$  为变压器漏阻抗,  $t_p$  为变压器变比.

## 2.3 电弧模型(Arc model)

由于本文主要研究电极调节问题, 侧重于电压和电流的有效值. 因此电弧模型选用静态电弧模型. 文献[16]中的Köhle静态电弧模型与Cassie动态电弧模型有着相似的静态特性, 主要用来分析电极调节问题. 因此本文选用Köhle电弧模型, 其为一非线性阻抗的形式, 可表示为

$$z_m^{\text{arc}} = r_m^{\text{arc}} + jx_m^{\text{arc}}, \quad m = a, b, c, \quad (9)$$

其中:  $r_m^{\text{arc}}$  为电弧电阻部分,  $x_m^{\text{arc}}$  为电弧电感部分. 电弧电阻与电弧长度为比例关系:

$$r_m^{\text{arc}} = k_L \cdot L_m, \quad m = a, b, c, \quad (10)$$

电弧电感为电弧电阻的函数:

$$x_m^{\text{arc}} = k_a \cdot r_m^{\text{arc}} + k_b \cdot (r_m^{\text{arc}})^2, \quad m = a, b, c, \quad (11)$$

其中:  $L_m (m = a, b, c)$  为电弧弧长,  $k_L, k_a$  和  $k_b$  为比例系数, 取不同的值以反映不同的冶炼阶段.

## 2.4 电极调节系统(Electrode regulator system)

电极调节系统模型由液压系统模型, 供电系统模型和电弧模型相互作用组成. 钢液稳定时, 液压系统活塞位移即为电弧弧长<sup>[3]</sup>, 即

$$L_m = y_m, \quad m = a, b, c, \quad (12)$$

其中:  $L_m$  为三相弧长,  $y_m$  为液压系统活塞位移. 则电极调节系统模型如图3所示. 其中:  $u$  为三相控制器输出,  $I$  为三相电弧电流.

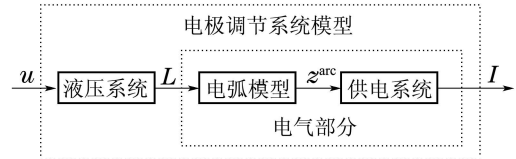


图3 电极调节系统分析示意图

Fig. 3 Analysis scheme of electrode system model

选取电弧弧长为状态变量, 建立电极调节系统的状态方程模型. 又由于实际电弧炉控制器系统中, 只能得到采样点的数据, 记采样周期为  $T$ , 对式(6), 采用文献[17]中的离散化方法:

$$\begin{aligned} TL_m^{(1)} &= L_m(k+1) - L_m(k), \\ T^2 L_m^{(2)} &= L_m(k+1) - 2L_m(k) + L_m(k-1), \\ T^3 L_m^{(3)} &= L_m(k+1) - 3L_m(k) + 3L_m(k-1) - \\ &\quad L_m(k-2), \end{aligned}$$

其中  $m = a, b, c$ . 结合式(8)与式(9), 选取状态变量

$$x_{m1} = L_m(k-2), \quad x_{m2} = L_m(k-1), \quad x_{m3} = L_m(k),$$

其中  $m = a, b, c$ . 则电弧炉电极调节系统可写作如下状态方程的形式:

$$\begin{cases} x(k+1) = Ax(k) + Bu(k), \\ I(k) = F(x(k)), \end{cases} \quad (13)$$

其中:

$$\begin{aligned} I(k) &= [I_a(k) \ I_b(k) \ I_c(k)]^T, \\ u(k) &= [u_a(k) \ u_b(k) \ u_c(k)]^T, \\ x(k) &= [x_{a1}(k) \ x_{a2}(k) \ x_{a3}(k) \ x_{b1}(k) \ x_{b2}(k) \\ &\quad x_{b3}(k) \ x_{c1}(k) \ x_{c2}(k) \ x_{c3}(k)]^T, \\ F(\cdot) &= [f_a(\cdot) \ f_b(\cdot) \ f_c(\cdot)]^T, \\ B &= \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b' \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b' & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & b' & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}^T, \\ A &= \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ a'_1 & a'_2 & a'_3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & a'_1 & a'_2 & a'_3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & a'_1 & a'_2 & a'_3 \end{pmatrix}, \end{aligned}$$

其中:

$$\begin{aligned} a'_1 &= \frac{3a_0 + 2a_1T + a_2T^2}{a_0 + a_1T + a_2T^2}, \\ a'_2 &= -\frac{3a_0 + a_1T}{a_0 + a_1T + a_2T^2}, \\ a'_3 &= \frac{a_0}{a_0 + a_1T + a_2T^2}, \\ b' &= \frac{b_0T^3}{a_0 + a_1T + a_2T^2}, \end{aligned}$$

$f_a(\cdot)$ ,  $f_b(\cdot)$ ,  $f_c(\cdot)$ 为把式(9)代入式(8)得到的非线性函数.

### 3 控制器设计(Controller design)

本节首先用线性模型和神经网络建立系统的状态方程模型, 然后对其利用Taylor展开技术进行分析, 设计基于近似模型的神经网络解耦控制器.

#### 3.1 被控对象分析(Electrode regulator system)

由式(13)知, 电弧炉调节系统的状态方程由一个线性系统和一个非线性系统组成. 相应的, 本文采用一个线性模型 $L$ 和一个神经网络模型 $N_F$ 来逼近被控对象, 得到状态方程模型为

$$\begin{cases} x(k+1) = L(x(k), u(k)) + \epsilon_x, \\ I(k) = N_F(x(k)) + \epsilon_I, \end{cases} \quad (14)$$

其中 $\epsilon_x$ 和 $\epsilon_I$ 为近似误差, 则

$$\begin{aligned} I(k+1) &= N_F(x(k+1)) + \epsilon_I = \\ &= N_F(L(x(k), u(k)) + \epsilon_x) + \epsilon_I = \\ &= N(x(k), u(k)) + v_k, \end{aligned} \quad (15)$$

其中 $v_k = [v_{ak} \ v_{bk} \ v_{ck}]^T$ 为近似误差和干扰.

将式(15)对于 $u(k)$ 在 $(x(k), u(k-1))$ 处进行一阶Taylor展开得到:

$$\begin{aligned} I(k+1) &= \\ &= N(x(k), u(k-1)) + \\ &= N_1(x(k), u(k-1))\Delta u(k) + R_k + v_k, \end{aligned} \quad (16)$$

其中:

$$\begin{aligned} \Delta u(k) &= \begin{bmatrix} u_a(k) - u_a(k-1) \\ u_b(k) - u_b(k-1) \\ u_c(k) - u_c(k-1) \end{bmatrix}, \\ N_1(x(k), u(k-1)) &= \frac{\partial N(x(k), u(k-1))}{\partial u(k)}, \\ R_k &= \frac{[\Delta u(k)]^T N_2(x(k), \mu_k) \Delta u(k)}{2}, \\ N_2(x(k), \mu_k) &= \frac{\partial^2 N(x(k), u(k))}{\partial u^2(k)} \Big|_{u(k)=\mu_k}, \end{aligned}$$

其中:  $\mu_k = [\mu_{ak} \ \mu_{bk} \ \mu_{ck}]^T$ ,  $\mu_{mk}$  ( $m = a, b, c$ )为位于 $u_m(k)$ 和 $u_m(k-1)$ 之间的数.

由文献[18]知, 存在一个变量 $\tau(k) \in (0, +\infty)$ , 当 $\|\Delta u(k)\| \in (0, \tau(k))$ 时,  $R_k$ 满足 $\|R_k\| \leq \eta \tau^2(k)/2$ , 其中 $\eta$ 为正实数. 在电极调节系统中 $\tau(k) = 10 \text{ V}$ , 由于液压系统的惯性作用, 选取 $\eta = 15$ 可满足 $R_k$ 不等式. 而系统输出 $I(k)$ 一般几万安培. 因此, 由式(16), 忽略 $R_k$ , 并另干扰 $v_k = 0$ , 得到系统的一阶Taylor近似模型为

$$\begin{aligned} I(k+1) &= N(x(k), u(k-1)) + \\ &= N_1(x(k), u(k-1))\Delta u(k). \end{aligned} \quad (17)$$

#### 3.2 近似控制律(Approximate control law)

式(17)中, 控制增量 $\Delta u(k)$ 与系统输出近似呈线性关系, 控制律可以很简单的计算出来. 由式(17)直接计算相应的控制律, 相当于求取近似模型的逆, 使得电极调节系统近似成为三个独立的系统, 实现三相之间的解耦. 由广义电弧炉对象的一阶Taylor近似模型式(17), 采用跟踪控制, 得到逆控制律的计算公式为

$$u(k) = u(k-1) + \Delta u_n(k), \quad (18)$$

其中

$$\begin{aligned} \Delta u_n(k) &= N_1^T (N_1 N_1^T + \alpha)^{-1} \times \\ &\quad (r(k+1) - N(x(k), u(k-1))), \end{aligned}$$

其中:  $r(k+1) = [r_a(k+1) \ r_b(k+1) \ r_c(k+1)]^T$ 为 $k+1$ 时刻设定电流值;  $\alpha$ 是为了防止控制器奇异问题引入的对角矩阵,  $\alpha = \text{diag}\{\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3\}$ . 当 $N_1$ 可逆时, 其对角元素取值为0, 求取 $N_1^T (N_1 N_1^T + \alpha)^{-1}$ 可简化为求取 $N_1^{-1}$ , 当 $N_1$ 不可逆时, 其对角元素取较小的正数.

然而, 实际电弧炉控制系统中, 电弧弧长即状态变量不能直接得到. 因此, 对控制律(18)修正如下:

$$\Delta u_n(k) = N_1^T (N_1 N_1^T + \alpha)^{-1} \times (r(k+1) - N(\hat{x}(k), u(k-1))), \quad (19)$$

其中

$$N_1 = N_1(\hat{x}(k), u(k-1)) = \frac{\partial N(\hat{x}(k), u(k-1))}{\partial u(k)}.$$

式(19)中,  $\hat{x}(k)$ 为通过扩展卡尔曼状态估计方法(EKO), 得到的 $x(k)$ 的状态估计量<sup>[19]</sup>. EKO是非线性系统状态估计的有效方法, 本文选用式(14)作为状态估计的模型, 相应的估计公式如下:

$$\hat{x}(k+1) = \hat{x}_{k+1/k} + K_{k+1}e_{k+1}, \quad (20)$$

其中:

$$\begin{aligned} \hat{x}_{k+1/k} &= L(\hat{x}(k), u(k)), \\ e_{k+1} &= I(k+1) - N_F(\hat{x}_{k+1/k}), \\ K_{k+1} &= P_{k+1/k} H_{k+1}^T (H_{k+1} P_{k+1/k} H_{k+1}^T + R_{k+1})^{-1}, \\ P_{k+1/k} &= F_k P_k F_k^T + Q_k, \\ P_{k+1} &= (I_3 - K_{k+1} H_{k+1}) P_{k+1/k}, \\ F_k &= \frac{\partial L(x(k), u(k))}{\partial x_k} \Big|_{x(k)=\hat{x}(k)}, \\ H_{k+1} &= \frac{\partial N_F(x(k+1))}{\partial x(k+1)} \Big|_{x(k+1)=\hat{x}(k+1)}, \\ R_k &= \kappa_1 H_{k+1} P_{k+1/k} H_{k+1}^T + \kappa_2 I_3, \\ Q_k &= \kappa_3 e_k^T e_k I_3 + \kappa_4 I_3, \end{aligned}$$

其中 $\kappa_1, \dots, \kappa_4$ 为正数, 选取规则可参考文献[19].

定义状态观测误差 $\varepsilon_k = x(k) - \hat{x}(k)$ , 则

$$\varepsilon_{k+1} = x(k+1) - \hat{x}(k+1) = G\varepsilon_k, \quad (21)$$

其中

$$G = \frac{\partial L(\nu_k, u(k))}{\partial u(k)} - K_{k+1} \frac{\partial N_F(L(\nu_k, u(k)))}{\partial x(k)}.$$

$\nu_k$ 位于 $x(k)$ 与 $\hat{x}(k)$ 之间. 由文献[19]知,  $\varepsilon_k^T P_{k+1}^{-1} \varepsilon_k$ 为一下降序列, 并且当 $k \rightarrow \infty$ 时,  $\varepsilon_k \rightarrow 0$ . 由此, 可得 $\|G\| \leq 1$ .

### 3.3 非线性补偿(Nonlinear compensation)

电弧炉炼钢过程比较复杂, 当模型参数改变和受到外部干扰时, 为了保证控制系统的鲁棒性, 需要进行非线性补偿. 本文采用内模结构进行非线性补偿, 控制系统框图如图4所示.

由图4知, 控制律分为两部分 $\Delta u_n(k)$ 和 $\Delta u_c(k)$ .  $\Delta u_n(k)$ 为近似逆控制律,  $\Delta u_c(k)$ 用于非线性补偿. 由图4得

$$\begin{aligned} I(k+1) &= N(x(k), u(k)) + v_k = \\ &N(\hat{x}(k), u(k-1)) + N_1(x(k), u(k-1)) \times \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &\Delta u(k) + R_k + v_k = \\ &N(\hat{x}(k), u(k-1)) + N_1(\hat{x}(k), u(k-1)) \times \\ &\Delta u(k) + \rho_k(x(k) - \hat{x}(k)) + R_k + v_k = \\ &N(\hat{x}(k), u(k-1)) + N_1(\Delta u_n(k) + \\ &\Delta u_c(k)) + \rho_k \varepsilon_k + R_k + v_k, \end{aligned} \quad (22)$$

其中:

$$\rho_k = \frac{\partial N(\xi_k, u(k-1))}{\partial x(k)} + \frac{\partial N_1(\xi_k, u(k-1))}{\partial x(k)},$$

$\xi_k$ 为位于 $x(k)$ 与 $\hat{x}(k)$ 之间的量.

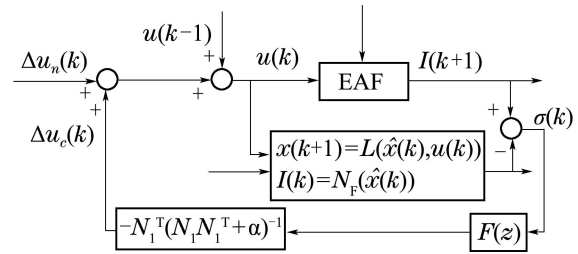


图4 近似内模控制系统示意图

Fig. 4 Schematic diagram of approximate internal model control system

定义 $\sigma(k) = z^{-1}(\rho_k \varepsilon_k + R_k + v_k)$ , 取非线性补偿控制律 $\Delta u_c(k)$ 为

$$\Delta u_c(k) = -N_1^T (N_1 N_1^T + \alpha)^{-1} F(z) \sigma(k), \quad (23)$$

则式(22)为

$$\begin{aligned} I(k+1) &= N(\hat{x}(k), u(k-1)) + N_1 \Delta u_n(k) + \\ &F_f(\rho_k \varepsilon_k + R_k + v_k), \end{aligned} \quad (24)$$

其中

$$F_f = I_3 - z^{-1} N_1 N_1^T (N_1 N_1^T + \alpha)^{-1} F(z).$$

因此, 通过合理的选择滤波器 $F(z)$ , 可以有效的减弱系统干扰和逼近误差<sup>[20-21]</sup>. 滤波器的选择方法可参考文献[22].

因此, 系统控制律为

$$u(k) = u(k-1) + \Delta u_n(k) + \Delta u_c(k), \quad (25)$$

其中:

$$\begin{aligned} \Delta u_n(k) &= N_1^T (N_1 N_1^T + \alpha)^{-1} (r(k+1) - \\ &N(\hat{x}(k), u(k-1))), \\ \Delta u_c(k) &= -N_1^T (N_1 N_1^T + \alpha)^{-1} F(z) \sigma(k). \end{aligned}$$

### 3.4 稳定性分析(Stability analysis)

首先, 对系统(13)做如下假设:

**假设1** 对于介于 $u(k)$ 与 $u(k-1)$ 的变量 $\varrho(k)$ , 有

$$\left\| \frac{\partial N(x(k), \varrho(k))}{\partial u(k)} \right\| \leq \beta_0,$$

$\beta_0$ 为一正数.

**假设2** 对于给定参考输入 $r(k)$ 满足 $\|\Delta r(k) = r(k+1) - r(k)\| \leq r_0$ ,  $r_0$ 为一正实数, 有如下不等式成立:

$$\Delta r + \left| \frac{\partial N(\theta_k, u(k-1))}{\partial x(k)} (x(k) - x(k-1)) \right| \leq \left\| \frac{\partial N(x(k), \varrho(k))}{\partial u(k)} \right\| \delta,$$

其中 $\theta_k \in [x(k), x(k-1)]$ ,  $\delta$ 为一正数.

**注1** 假设1为离散系统控制器设计中常用假设<sup>[17,23]</sup>, 意味着系统有适定的相对阶<sup>[20,24]</sup>. 若假设2成立, 则系统能够跟踪最大变化量为 $\Delta r$ 的参考输入 $r(k)$ . 其中

$$\left| \frac{\partial N(\theta_k, u(k-1))}{\partial x(k)} (x(k) - x(k-1)) \right|$$

表示系统的惯性,

$$\left\| \frac{\partial N(x(k), \varrho(k))}{\partial u(k)} \right\| \delta$$

表示控制系统的执行能力<sup>[20]</sup>. 假设2中不等式的成立意味着执行器有足够的大的加速度克服系统惯性和参考输入变化量, 使得系统输出能够跟踪最大变化量为 $\Delta r$ 的参考输入 $r(k)$ . 由于执行器可选, 假设2不难得到满足.

定义控制误差 $e(k) = r(k) - I(k)$ , 则

$$e(k+1) = r(k+1) - I(k+1), \quad (26)$$

系统的稳定性在定理1中给出.

**定理1** 给定参考输入 $r(k)$ , 使用自适应控制律(25)和状态估计方法(20)作用于系统时, 控制误差(26)对于所有的 $k$ 是一致最终有界的<sup>[25]</sup>, 且 $e(k)$ 满足 $\lim_{k \rightarrow \infty} \|e(k)\| \leq k_2/(1-k_1)$ , 其中:  $k_1 = \|\alpha(\lambda I_3 + \alpha)^{-1}\|$ ,  $k_2 = k_1(p_0 + v_0) + \|F_f(R_k + v_k)\|$ ,  $\lambda$ 为矩阵 $N_1 N_1^T$ 的最小的奇异值,  $p_0, v_0$ 为正实数.

**证** 由式(22)和式(26)可得

$$\begin{aligned} e(k+1) &= \\ r(k+1) - I(k+1) &= \\ r(k+1) - N(\hat{x}(k), u(k-1)) - \\ N_1 \Delta u(k) - (\rho_k \varepsilon_k + R_k + v_k). \end{aligned} \quad (27)$$

把式(25)代入上式, 可得

$$\begin{aligned} e(k+1) &= \\ r(k+1) - N(\hat{x}(k), u(k-1)) - \\ N_1 \Delta u_n(k) - N_1 \Delta u_c(k) - \\ (\rho_k \varepsilon_k + R_k + v_k) &= \\ r(k+1) - N(\hat{x}(k), u(k-1)) - \\ N_1 N_1^T (N_1 N_1^T + \alpha)^{-1} (r(k+1) - \\ N(\hat{x}(k), u(k-1)) - F(z)\sigma(k)) - \\ (\rho_k \varepsilon_k + R_k + v_k), \end{aligned}$$

则

$$\begin{aligned} e(k+1) &= \\ \alpha(N_1 N_1^T + \alpha)^{-1} (r(k+1) - N(\hat{x}(k), u(k-1))) + \\ N_1 N_1^T (N_1 N_1^T + \alpha)^{-1} F(z)\sigma(k) - \\ (\rho_k \varepsilon_k + R_k + v_k). \end{aligned} \quad (28)$$

因为

$$\begin{aligned} N_1 N_1^T (N_1 N_1^T + \alpha)^{-1} F(z)\sigma(k) - (\rho_k \varepsilon_k + R_k + v_k) &= \\ (z^{-1} N_1 N_1^T (N_1 N_1^T + \alpha)^{-1} F(z) - I_3) \times \\ (\rho_k \varepsilon_k + R_k + v_k) &= -F_f(\rho_k \varepsilon_k + R_k + v_k), \end{aligned} \quad (29)$$

则式(28)为

$$\begin{aligned} e(k+1) &= \\ \alpha(N_1 N_1^T + \alpha)^{-1} (r(k+1) - \\ N(\hat{x}(k), u(k-1))) - F_f(\rho_k \varepsilon_k + R_k + v_k). \end{aligned} \quad (30)$$

又将 $N(\hat{x}(k), u(k-1))$ 在 $(x(k-1), u(k-1))$ 处一阶Taylor展开, 得到

$$\begin{aligned} N(\hat{x}(k), u(k-1)) &= \\ N(x(k), u(k-1)) + \frac{\partial N(\zeta_k, u(k-1))}{\partial x(k)} \times \\ (\hat{x}(k) - x(k)) &= \\ N(x(k-1), u(k-1)) + \frac{\partial N(\theta_k, u(k-1))}{\partial x(k)} \times \\ (x(k) - x(k-1)) - \frac{\partial N(\zeta_k, u(k-1))}{\partial x(k)} \varepsilon_k &= \\ I(k) - v_{k-1} + \frac{\partial N(\theta_k, u(k-1))}{\partial x(k)} \times \\ (x(k) - x(k-1)) - \frac{\partial N(\zeta_k, u(k-1))}{\partial x(k)} \varepsilon_k, \end{aligned}$$

其中:  $\zeta_k$ 为位于 $x(k)$ 与 $\hat{x}(k)$ 之间的量,  $\theta_k$ 为位于 $x(k-1)$ 与 $x(k)$ 之间的量.

把上式代入式(30), 得

$$\begin{aligned} e(k+1) &= \\ \alpha(N_1 N_1^T + \alpha)^{-1} (r(k+1) - I(k) + v_{k-1} - \\ \frac{\partial N(\theta_k, u(k-1))}{\partial x(k)} (x(k) - x(k-1)) + \\ \frac{\partial N(\zeta_k, u(k-1))}{\partial x(k)} \varepsilon_k) - F_f(\rho_k \varepsilon_k + R_k + v_k) &= \\ \alpha(N_1 N_1^T + \alpha)^{-1} (r(k+1) - I(k) + p_k + \\ v_{k-1}) + s_k \varepsilon_k - F_f(R_k + v_k), \end{aligned} \quad (31)$$

其中:

$$\begin{aligned} p_k &= -\frac{\partial N(\theta_k, u(k-1))}{\partial x(k)} (x(k) - x(k-1)), \\ s_k &= \alpha(N_1 N_1^T + \alpha)^{-1} \frac{\partial N(\zeta_k, u(k-1))}{\partial x(k)} - F_f \rho_k, \end{aligned}$$

其中  $s_k \leq s_0$ ,  $s_0$  为正实数<sup>[20]</sup>. 又因为

$$\begin{aligned} & |r(k+1) - r(k)| + \\ & \frac{\partial N(\theta_k, u(k-1))}{\partial x(k)} (x(k) - x(k-1)) \leq \\ & |r(k+1) - r(k)| + \\ & \left| \frac{\partial N(\theta_k, u(k-1))}{\partial x(k)} (x(k) - x(k-1)) \right| \leq \\ & \Delta r + \left| \frac{\partial N(\theta_k, u(k-1))}{\partial x(k)} (x(k) - x(k-1)) \right|, \end{aligned}$$

又由假设1和假设2, 可得

$$\begin{aligned} & |r(k+1) - r(k)| + \\ & \frac{\partial N(\theta_k, u(k-1))}{\partial x(k)} (x(k) - x(k-1)) \leq \\ & \Delta r + \left| \frac{\partial N(\theta_k, u(k-1))}{\partial x(k)} (x(k) - x(k-1)) \right| \leq \\ & \left\| \frac{\partial N(x(k), \varrho(k))}{\partial u(k)} \right\| \delta \leq \beta_0 \delta \leq p_0, \end{aligned} \quad (32)$$

其中  $p_0$  为一正实数. 由式(31)和式(32)得

$$\begin{aligned} & \|e(k+1)\| \leq \\ & \alpha(N_1 N_1^T + \alpha)^{-1} \{\|e(k)\| + p_0 + v_0\} + \\ & s_0 \|\varepsilon_k\| + \|F_f(R_k + v_k)\| \leq \\ & \|\alpha(\lambda I_3 + \alpha)^{-1}\| \{\|e(k)\| + p_0 + v_0\} + \\ & s_0 \|\varepsilon_k\| + \|F_f(R_k + v_k)\| = \\ & k_1 \|e(k)\| + k_2 + s_0 \|\varepsilon_k\|. \end{aligned} \quad (33)$$

选择Lyapunov函数

$$V(k) = b_1 \|e(k)\| + b_2 \|\varepsilon_k\|, \quad (34)$$

其中  $b_1$  和  $b_2$  为正实数. 则由式(33)和式(21), 得

$$\begin{aligned} \Delta V(k) &= b_1 (\|e(k+1)\| - \|e(k)\|) + \\ & b_2 (\|\varepsilon_{k+1}\| - \|\varepsilon_k\|) \leq \\ & b_1 (-(1 - k_1) \|e(k)\| + k_2) + \\ & (b_1 s_0 + b_2 (\|G\| - 1)) \|\varepsilon_k\|. \end{aligned} \quad (35)$$

又因为对于稳定的扩展卡尔曼状态估计方法满足,  $0 \leq \|G\| < 1$ , 选择  $0 < b_1 \leq b_2(1 - \|G\|)/s_0$ , 则式(35)为

$$\Delta V(k) \leq b_1 (-(1 - k_1) \|e(k)\| + k_2). \quad (36)$$

因为  $0 \leq k_1 < 1$ ,  $k_2$  是有界的, 由文献[25]中的定理13.1, 可得使用自适应控制律(25)和状态估计方法(20)作用于系统时, 控制误差(26)对于所有的  $k$  是一致最终有界的, 且  $e(k)$  满足:

$$\lim_{k \rightarrow \infty} \|e(k)\| \leq k_2 / (1 - k_1). \quad \text{证毕.}$$

## 4 仿真与实验(Simulation and experiment)

### 4.1 仿真(Simulation)

本节分别针对控制器的解耦性能, 鲁棒性和炼钢

过程中经常出现的塌料现象进行仿真. 电弧炉对象参数选择为: 液压系统  $b_0 = 400$ ,  $a_0 = 1$ ,  $a_1 = 30$ ,  $a_2 = 200$ ; 一次侧电压幅值  $E = 35000$  V, 频率  $f = 50$ ; 电炉变压器漏阻抗  $z_k = (0.008227 + j0.087) \Omega$ ; 电炉变压器变比  $t_p = 80$ ; 电弧参数  $k_a = 0.12$ ,  $k_b = 0.02$ ,  $k_L = 0.000078$ ; 短网电阻  $z_d = (0.0004 + j9.5492e - 006) \Omega$ ; 采样周期选择  $T = 0.05$  s; 选用鲁棒滤波器  $F(z) = (1 - r_1)/(1 - r_1 z^{-1})[1 \ 1 \ 1]^T$ .

离线模型建立: 首先在  $[-10, 10]$  内随机产生控制量, 作为液压系统输入, 通过供电系统模型得到三相电流, 同时用液压缸移动距离估算状态变量, 即电弧弧长, 记录输入输出数据, 分别作为线性模型和神经网络的训练数据. 选用2000组训练数据.

线性模型的训练方法选用递归最小二乘方法, 得到线性模型. 神经网络采用静态BP算法进行训练. 为了得到合适的神经网络结构, 过拟合问题和欠拟合问题被充分考虑. 选取1500组数据作为训练数据, 500组数据作为测试数据, 通过比较均方根误差的大小调整网络结构, 图5给出了测试数据的均方根误差与神经网络节点个数的关系仿真图, 由图5可知神经网络节点个数可选为60个.

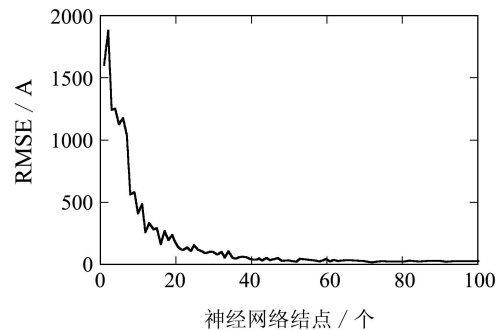


图5 均方根误差仿真结果

Fig. 5 Simulation result of root-mean-square error

为了验证自适应神经网络解耦控制器(ANNDC)的有效性, 将仿真结果与PID控制器(PIDC)、基于神经网络逆模型的电极解耦控制器(INNC)<sup>[12]</sup> 和基于支持向量机的电弧炉控制器(SVMC)<sup>[14]</sup> 进行比较. 各控制器参数选择如表1所示.

表1 控制器参数取值

Table 1 Values of controller parameters

| 控制器   | 参数                                               |
|-------|--------------------------------------------------|
| ANNDC | $r_1 = 0.6, \kappa_1 = 0.1, \kappa_2 = 10^{-3},$ |
|       | $\kappa_3 = 10^5, \kappa_4 = 10^{-3},$           |
|       | $\alpha = \text{diag}\{0.1, 0.1, 0.1\}.$         |
| SVMC  | $r_1 = 0.5, r_2 = 0.65,$                         |
|       | $\gamma = 476.68, \sigma^2 = 9.452,$             |
|       | $\alpha = \text{diag}\{0.1, 0.1, 0.1\}.$         |
| INNC  | $s = 0.6, n = 25,$                               |
| PIDC  | $k_p = 0.1, k_i = 0.01, k_d = 0.2.$              |

表1中, INNC与SVMC的控制器参数意义可参考文献[12]与文献[14].

初始状态选为起弧状态, 即弧长为0, 仿真时间为80 s, 三相电流设定值均为27000 A.

1) 解耦性能. 首先验证控制器的解耦性能, 在40 s时, 改变A相电流设定值为35000 A. 采用4种控制器进行仿真, 三相电流仿真图如图6所示.

2) 鲁棒性. 在40 s时, 改变单位电弧电阻值为原来的3倍, 模拟二次加料时, 炉膛温度降低, 电弧系数变大的情况. 采用4种控制器进行仿真, 三相电流仿真图如图7所示.

3) 塌料. 塌料在冶炼过程中经常出现且难于控制, 在40 s时, 使A相弧长为零, 模拟A相塌料, 采用4种控制器进行仿真, 三相电流仿真图如图8所示.

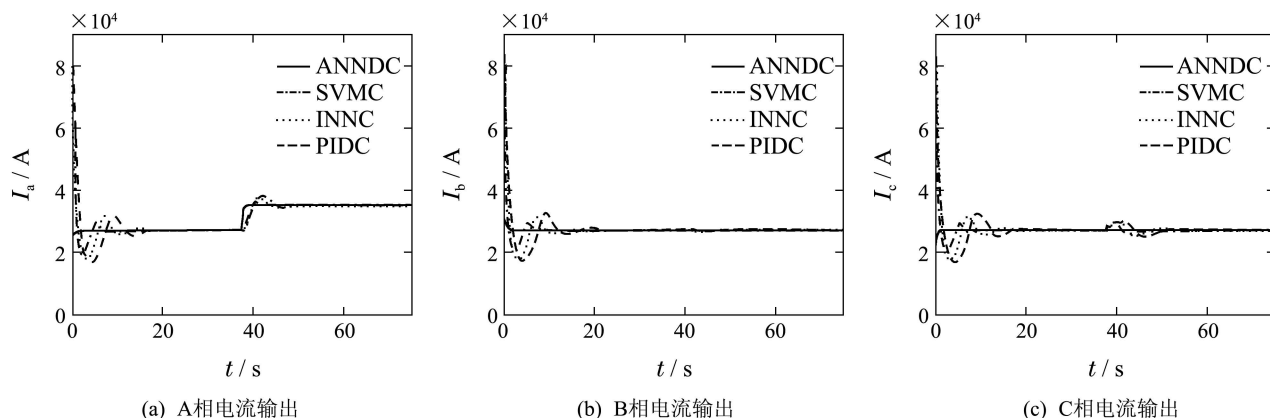


图6 解耦性能比较仿真图

Fig. 6 Comparison of decoupling performance

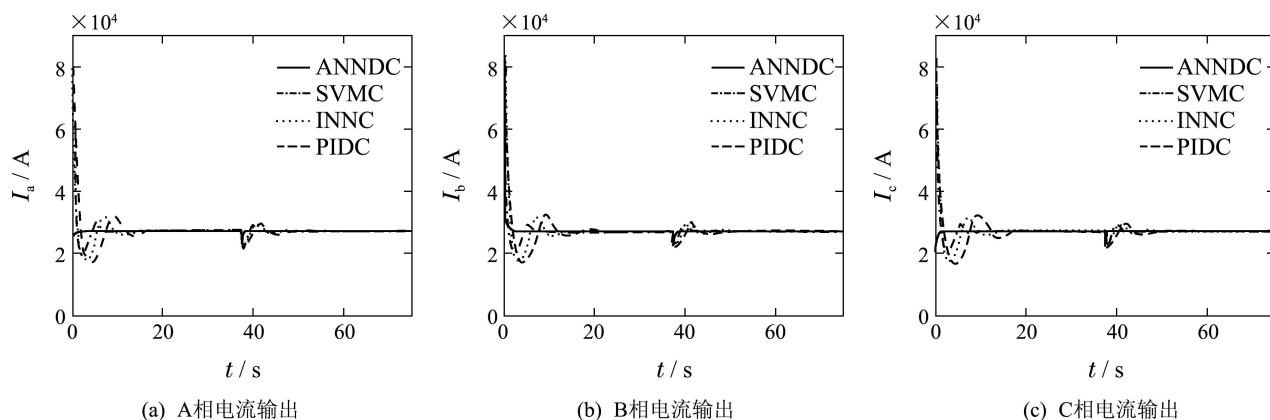


图7 鲁棒性能比较仿真图

Fig. 7 Comparison of robustness

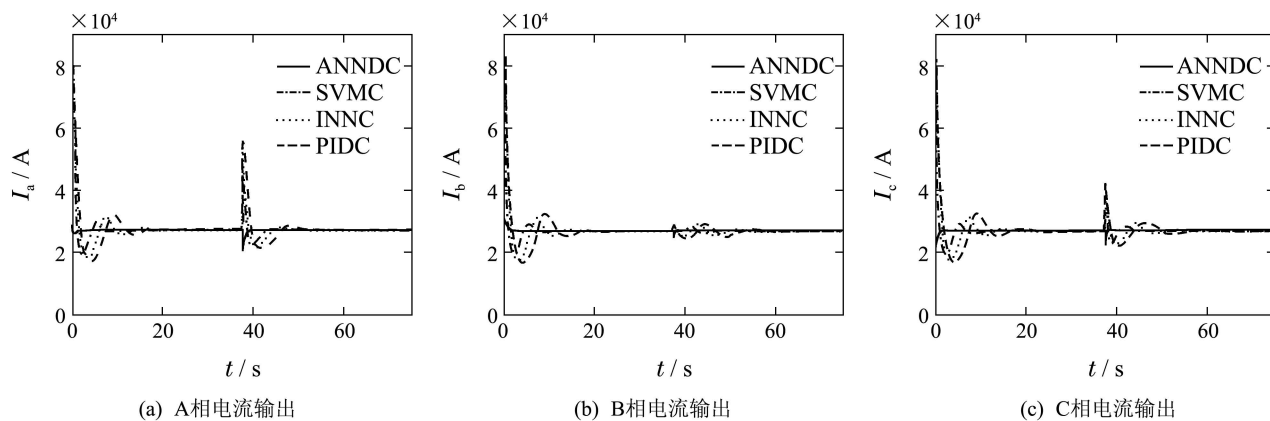


图8 塌料情况比较仿真图

Fig. 8 Comparison of material collapse



为便于分析,在表2中列出了A相电流仿真曲线的调节时间和超调量,以及每种控制器的仿真运行时间.

表2 A相电流仿真结果比较  
Table 2 Simulation result of current A

|    | 控制器   | 调节时间/s | 超调量/%   | 运行时间/s |
|----|-------|--------|---------|--------|
| 解耦 | PIDC  | 18.25  | 10.3214 | 0.6589 |
|    | INNc  | 16.35  | 9.3658  | 2.5167 |
|    | SVMC  | 8.25   | 4.6054  | 1.3885 |
|    | ANNDC | 2.35   | 1.0846  | 1.4656 |
| 鲁棒 | PIDC  | 14.5   | 9.6751  | 0.6476 |
|    | INNc  | 10.5   | 8.9667  | 2.5083 |
|    | SVMC  | 7.65   | 6.6137  | 1.3879 |
|    | ANNDC | 2.5    | 1.4061  | 1.4631 |
| 塌料 | PIDC  | 22.5   | 22.1575 | 0.6618 |
|    | INNc  | 17.5   | 21.5253 | 2.5179 |
|    | SVMC  | 9.3    | 18.6905 | 1.3898 |
|    | ANNDC | 2.7    | 26.0276 | 1.4685 |

由电弧炉电极调节系统的特点可知,电极调节系统由线性的液压系统和非线性的供电系统组成.本文所提控制算法充分利用电极调节系统块状特

点,分别采用线性模型和神经网络模型建立被控对象的状态方程,所建立的模型更准确的描述被控对象,并且无需在线辨识系统逆模型.由仿真图像和表2可知,对于以上3种情况,ANNDC、SVMC和INNc控制效果均优于传统的PIDC.但使用ANNc时,调节时间和超调量更小,控制效果优于SVMC,INNc和PIDC.并且与INNc相比不需要在线辨识系统的逆模型,计算量较小,具有更高的实用价值.

## 4.2 实验(Experiment)

本实验在985实验室半实物仿真平台上进行.控制器采用西门子CPU414-2,电弧模型采用MATLAB语言在模型机上实现.控制系统中,电弧模型机、炉体模型机、PLC、上位机之间通过以太网进行通讯,炉体PLC与操作台远程站之间通过现场总线Profibus DP网络与PLC连接.所提控制算法只需离线建立线性模型和神经网络模型,无需在线更新,可采用Step 7中的结构化文本编制语言(SCL)与数据块(DB)相结合在PLC上实现.针对解耦、塌料和电弧系数变化情况进行验证,在105 s时改变相应参数,得到三相电流波形如图9所示.

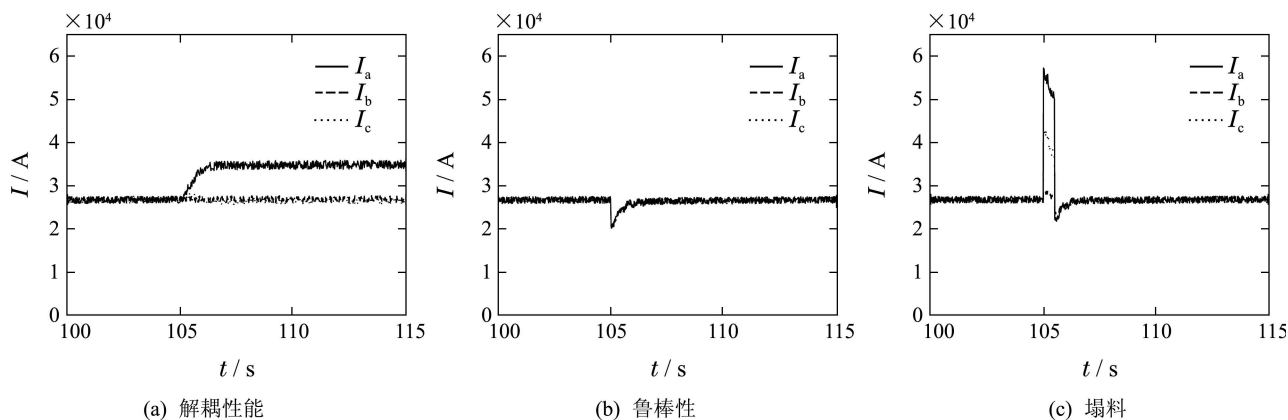


图9 电流输出

Fig. 9 Output of the currents

由图9可知,本文提出的基于近似模型的电弧炉解耦控制器,系统工作稳定,电流波动范围在10%以内,电耗和通电时间明显减少.

## 5 结论(Conclusions)

本文在分析了电极调节系统状态方程的基础上,提出了基于近似模型的电弧炉解耦控制器.由近似模型直接推导逆控制律,避免了在线辨识逆模型需采样周期长,不易于实现的问题.通过扩展卡尔曼状态估计方法估计系统状态,并在内模结构中引入非线性补偿,保证了系统的鲁棒性.通过

计算机仿真验证了控制器较好的控制效果.

## 参考文献(References):

- [1] 张世峰,张绍德. 电弧炉电极调节系统双模控制器设计及应用[J]. 重庆大学学报, 2008, 3(1): 38-42.  
(ZHANG Shifeng, ZHANG Shaode. Design and application of an arc furnace electrode control system based on dual-mode control [J]. Journal of Chongqing University, 2008, 3(1): 38-42.)
- [2] 庄璐. 大功率交流电弧炉智能解耦控制器的研究[D]. 西安: 西安理工大学, 2008.  
(ZHUANG Lu. The research on AC LF electrode positioning intelligent decoupling controller [D]. Xi'an: Xi'an University of Technology, 2008.)

- [3] 李妍. 电弧炉电极调节系统控制方法的研究 [D]. 沈阳: 东北大学, 2011.  
(LI Yan. *Research on control approaches of electrode regulator system for electric arc furnace* [D]. Shenyang: Northeastern University, 2011.)
- [4] STAIB W E, STAIB R B. The intelligent arc furnace controller: a neural network electrode position optimization system for the electric arc furnace [C] // *International Joint Conference on Neural Network*. Baltimore, MD, USA: IEEE, 1992: 1 – 19.
- [5] WILLIAM E S, NORMAN G B. Neural network control system for the electric arc furnaces [J]. *Metallurgical Plant and Technology International*, 1995, 18(2): 58 – 60.
- [6] 李京社, 武俊, 王雅娜, 等. 智能炼钢电弧炉技术 [J]. 特殊钢, 1999, 20(6): 31 – 33.  
(LI Jingshe, WU Jun, WANG Yana, et al. Technology of intelligence electric arc furnace [J]. *Special Steel*, 1996, 17(1): 65 – 68.)
- [7] 张琳. 电弧炉电极调节系统控制方法的研究 [D]. 沈阳: 东北大学, 2011.  
(ZHANG Lin. *Research on control method for electrode regulating system of electric arc furnace* [D]. Shenyang: Northeastern University, 2008.)
- [8] 毛志忠, 李健. 具有前馈环节的电弧炉电极升降自适应控制器 [J]. 东北大学学报(自然科学版), 1996, 17(1): 65 – 68.  
(MAO Zhizhong, LI Jian. Adaptive controller of an electric arc furnace with feedforward [J]. *Journal of Northeastern University (Natural Science)*, 1996, 17(1): 65 – 68.)
- [9] ANNA S H, ARNAR G, ARI V. Current control of a three-phase submerged arc ferrosilicon furnace [J]. *Control Engineering Practice*, 2002, 10(4): 457 – 463.
- [10] ZHANG S D. Decoupling control for electrode system in electric arc furnace based on neural network inverse identification [C] // *The 6th International Conference on Intelligent Systems Design and Applications*. Jinan: IEEE, 2006: 112 – 116.
- [11] ZHANG S F, LI K, LI P, et al. Application of the electrode system intelligent controller for ladle furnace [C] // *Proceedings of the 2007 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation*. Harbin: IEEE, 2007: 2570 – 2574.
- [12] ZHANG S D, ZHENG X. Application of double model control scheme based on RBF inverse identification in electrode system of electrical arc furnace [C] // *Proceedings of the IEEE International Conference on Automation and Logistics*. Jinan: IEEE, 2007: 485 – 489.
- [13] LI M, ZHOU Z K, SHI L L. The neural network decoupling control based on the internal model control [C] // *Proceedings of the 5th World Congress on Intelligent Control and Automation*. Hangzhou: IEEE, 2004: 2643 – 2646.
- [14] 李磊, 毛志忠, 贾明兴, 等. 基于支持向量机的电弧炉逆内模控制器 [J]. 控制理论与应用, 2010, 27(11): 1455 – 1462.  
(LI Lei, MAO Zhizhong, JIA Mingxing, et al. Support-vector-machine-based inverse internal model controller for electric arc furnace [J]. *Control Theory & Applications*, 2010, 27(11): 1455 – 1462.)
- [15] 瓦修京斯基, 著. 变压器的理论与计算 [M]. 崔立君, 杜恩田, 译. 北京: 机械工业出版社, 1983: 278 – 333.  
(В А С Ю И Н С К Й Ы С В. *Theory and Calculation of Transformer* [M]. CUI Lijun, Du Entian, translated. Beijing: Machinery Industry Press, 1983.)
- [16] PAIVA R P. *Modelling and control of an electric arc furnace* [D]. Lund: Department of Automatic Control Lund Institute of Technology, 1996.
- [17] GE S S, ZHANG J, LEE T H. Adaptive MNN control for a class of non-affine NARMAX systems with disturbances [J]. *Systems & Control Letters*, 2004, 53(1): 1 – 12.
- [18] ADETONA O, GARCIA E, KEEL L H. A new method for the control of discrete nonlinear dynamic systems using neural networks [J]. *IEEE Transactions on Neural Networks*, 2000, 11(1): 102 – 112.
- [19] BOUTAYEB M, AUBRY D. A strong tracking extended Kalman observer for nonlinear discrete-time systems [J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 1999, 44(8): 1550 – 1556.
- [20] DENG H, XU Z, LI H X. A novel neural internal model control for multi-input multi-output nonlinear discrete-time processed [J]. *Journal of Process Control*, 2009, 19(8): 1392 – 1400.
- [21] YUAN X F, WANG Y N, WU L H. SVM-based approximate model control for electronic throttle valve [J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2008, 57(5): 2747 – 2756.
- [22] NAHAS E P, HENSON M A, SEBORG D E. Nonlinear internal model control strategy for neural network models [J]. *Computers and Chemical Engineering*, 1992, 16(12): 1039 – 1057.
- [23] DENG H, LI H X, WU Y H. Feedback-linearization-based neural adaptive control for unknown nonaffine nonlinear discrete-time systems [J]. *IEEE Transactions on Neural Networks*, 2008, 19(9): 1615 – 1625.
- [24] CABRERA J B D, NARENDRA K S. Issues in the application of neural networks for tracking based on inverse control [J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 1999, 44(11): 2007 – 2027.
- [25] SPOOER J T, MAGGIORE M, ORDONEZ R, et al. *Stable Adaptive Control and Estimation for Nonlinear Systems* [M]. New York: Wiley, 2002: 444 – 446.

#### 作者简介:

李磊 (1982–), 男, 博士, 研究方向为非线性系统自适应控制、多变量解耦控制, E-mail: lipower06@163.com;

毛志忠 (1961–), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为复杂系统建模、控制与优化, E-mail: maozhizhong@ise.neu.edu.cn.