

基于分段线性化模型的冷连轧机PID解耦控制

王修岩^{1,2)} 葛平¹⁾ 王正林¹⁾ 孙一康¹⁾ 傅剑¹⁾

1) 北京科技大学信息学院, 北京 100083 2) 北华大学, 吉林 132021

摘要 针对冷连轧机采用基于工作点的线性化模型进行动态规格变换控制时系统误差和张力波动较大的问题, 提出了一种基于递推分段线性化模型的PID解耦控制方案. 通过对五机架冷连轧机进行动态规格变换仿真表明, 该方案可保证系统的控制精度, 满足动态规格变换的控制要求.

关键词 耦合; 解耦控制器; 线性化模型; 动态变规格

分类号 TP 273

当冷连轧机动态规格变换, 从前一工作点向后一工作点过渡时, 各参量的变化互相影响, 必须进行厚度、张力等多变量解耦, 才能分别对厚度、张力等进行控制. 还有两个因素也增加了其控制的难度: 一是轧机工作在一个较大的范围内, 控制时必须考虑系统非线性的影响; 二是从前带钢切换为后带钢时, 轧机的入口参数一般要发生变化. 这意味着被控对象的参数发生了摄动变化, 因此设计控制器时必须考虑其影响. 针对动态规格变换过程中的这些问题, 本文采用递推分段线性化方法解决系统存在的非线性问题, 并借用自适应控制的思想, 对PID解耦控制器进行零极点配置设计.

1 系统控制变量的选取^[1]

在逆流调节方式下, 当第*i*机架开始规格变换时, 为了不影响下游机架的稳定轧制状态, 保证前带钢尾部的产品质量, 需要保持该机架的前张力稳定不变. 为了保证后带钢头部的厚度精度, 也需要保证该机架的后张力变化为新规格设定值, 同时要调节本机架的出口厚度使之过渡到新的设定. 各个机架在变规格时, 如果能够将其出口厚度和前后张力三个量控制好, 就能获得满意的变规格过程. 出口厚度的控制可通过调节变规格机架的辊缝来实现, 前后张力通过调节本机架的速度进行控制. 所以, 前张力的控制变量应该是本机架的轧辊速度, 而后张力的调节变量选

择上一机架的辊速.

2 模型的递推分段线性化方法

2.1 基于工作点线性化的被控对象模型

基于工作点的模型线性化方法又称为增量法^[2-4], 即对系统的非线性的数学模型采用 Taylor 级数在工作点处展开, 略去高次项后得到线性增量模型. 冷连轧机动态规格变换时系统模型是由两部分串联而成的: 首先是执行机构的模型, 包括液压下系统模型和主速度调节系统模型. 这两个系统的模型都是线性的, 在这里都采用一阶环节来表达. 另一部分是冷连轧机对象, 整个系统的非线性就来自这部分, 因此线性化工作是针对该部分进行的. 将塑性方程增量形式代入弹跳方程得到第*i*机架的带钢出口厚度的增量模型为:

$$\delta h_i = \frac{1}{C_p + Q} \left[Q \cdot \delta S_i + \left(\frac{\delta P}{\delta \tau_r} \right)_i \cdot \delta \tau_r + \left(\frac{\delta P}{\delta \tau_b} \right)_i \delta \tau_b \right] \quad (1)$$

式中, h 为轧件出口厚度, mm; P 为轧制力, kN; τ_r 为前张应力, MPa; τ_b 为后张应力, MPa; S 为辊缝仪显示的辊缝值, mm; C_p, Q 分别为轧机纵向刚度和轧件塑性刚度, kN/mm; 下标 i 为机架号; 偏微分系数 $\frac{\partial P}{\partial \tau_r}, \frac{\partial P}{\partial \tau_b}$ 决定于设定点; δS 为辊缝变动量.

张力增量方程为:

$$\delta \tau_i = \frac{E}{l} \int (\delta v_{i+1} - \delta v_i) dl \quad (2)$$

式中, v 为轧件出口速度, m/s; v' 为轧件入口速度, m/s; l 为机架间的距离, m; E 为带钢弹性模量, MPa. 显然 i 机架的前张力 τ_r 为 τ_i , 而后张力 τ_b 为 τ_{i-1} .

2.2 递推分段线性化方法

基于工作点的模型线性化方法仅仅适用于系统的变量在小范围内变化的场合.冷连轧机动态规格变换时,设定值一般变动较大,轧机的各种参数在一个很大的范围内变化.递推分段线性化是基于工作点的模型线性化方法的推广和改进.递推分段线性化方法是在线性化过程中作Taylor级数展开的工作点不是一个固定的点,而是随着过程参数的变化不断地变化,即把变规格过程取为一系列离散点的值,用上一时刻的系统状态值作为本次线性化的基准点.

非线性系统经过线性化后的模型可用如下状态方程描述:

$$\begin{cases} \dot{X}(t) = A(t) \cdot X(t) + B(t) \cdot u(t) \\ Y(t) = C(t) \cdot X(t) + D(t) \cdot u(t) \end{cases} \quad (3)$$

其中, $A(t)$, $B(t)$, $C(t)$ 和 $D(t)$ 是系统的系数矩阵.对上式采用前向差分法进行离散化后可以得到如下式所示的系统递推分段线性化模型:

$$\begin{cases} X(k+1) = [I+A(k)] \cdot X(k) + B(k) \cdot u(k) \\ Y(k+1) = C(k) \cdot X(k) + D(k) \cdot u(k) \end{cases} \quad (4)$$

当采样时间间隔取得足够小的时,递推分段线性化模型所得出的动态响应可以与相应的非线性模型的响应吻合的非常好.

3 极点配置解耦控制器设计^[5-7]

3.1 不变性原理解耦

本文采用不变性原理进行解耦,它的优点是:首先不受矩阵奇异性的限制;其次解耦网络阶次低,仅需 n^2-n 个解耦网络.下面以一个 2×2 对象为例说明不变性原理.

在如图1所示的对象中,输入变量 u_1 的动作通过支路 $g_{21}(s)$ 对被控变量 y_2 产生影响.为了消除 u_1 的影响,在对象外部引一个解耦支路 $k_{21}(s)$ 至 x_2 , 且 $k_{21}(s)$ 满足下式:

$$u_1 \cdot k_{21}(s) \cdot g_{22}(s) + u_1 \cdot g_{21}(s) = 0$$

即
$$k_{21}(s) = -g_{21}(s)/g_{22}(s) \quad (5)$$

同理, u_2 至 y_1 的耦合作用也可以用 u_2 至 y_1 的一

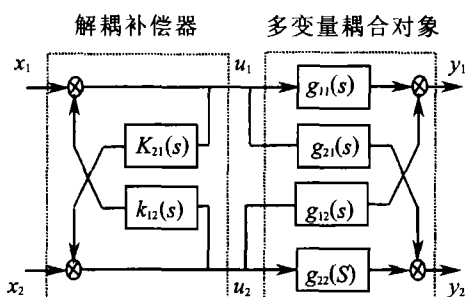


图1 带解耦补偿的多变量耦合系统图

Fig.1 Coupling system with the decoupling compensator

个外部支路 $k_{12}(s)$ 来抵消.

$$k_{12}(s) = -g_{12}(s)/g_{11}(s) \quad (6)$$

于是由图中对象和解耦补偿器的输入输出关系

$$y(s) = \begin{pmatrix} y_1(s) \\ y_2(s) \end{pmatrix} = G(s) \cdot u(s) = \begin{bmatrix} g_{11}(s) & g_{12}(s) \\ g_{21}(s) & g_{22}(s) \end{bmatrix} \begin{pmatrix} u_1(s) \\ u_2(s) \end{pmatrix}$$

令解耦器

$$K^{-1}(s) = \begin{bmatrix} 1 & -k_{12}(s) \\ -k_{21}(s) & 1 \end{bmatrix}$$

可以得到:

$$y(s) = G(s) \cdot K^{-1}(s) \begin{pmatrix} X_1(s) \\ X_2(s) \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} g_{11}(s) & 0 \\ 0 & g_{22}(s) \end{bmatrix} \begin{pmatrix} X_1(s) \\ X_2(s) \end{pmatrix}$$

这样系统的开环传递函数变成一个对角矩阵,从而达到了解耦的目的.

对高维系统也有类似结果,此时解耦器为:

$$K^{-1}(s) = \begin{bmatrix} 1 & -k_{12}(s) & \dots & -k_{1n}(s) \\ -k_{21}(s) & 1 & \dots & -k_{2n}(s) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -k_{n1}(s) & -k_{n2}(s) & \dots & 1 \end{bmatrix}; k_{ij}(s) = \frac{-g_{ij}(s)}{g_{ii}(s)} \quad (7)$$

3.2 PID 控制器设计

解耦后的各独立子系统的控制器采用PID控制策略.为了获得良好的控制效果,PID控制器的参数必须随着线性对象的参数的变化不断调整,因此不可能再依靠整定的方法来确定控制器的参数.本文采用极点配置的方法来设计PID控制器.

冷连轧机动态变规格控制系统解耦后的各子系统都是三阶系统,可以描述为:

$$A(z^{-1}) \cdot y(k) = z^{-1} \cdot B(z^{-1}) \cdot u(k) \quad (8)$$

其中 $A(z^{-1}) = 1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + a_3 z^{-3}$, $B(z^{-1}) = b_0 + b_1 z^{-1}$.

控制器可以用下式描述:

$$H(z^{-1}) \cdot u(k) = G(z^{-1}) \cdot w(k) - E(z^{-1}) \cdot y(k) \quad (9)$$

其中系数多项式 $H(z^{-1})$, $G(z^{-1})$ 和 $E(z^{-1})$ 的阶次分别为 n_h , n_g 和 n_e . 式(9)代入式(8)得闭环系统的输入输出关系为:

$$[A(z^{-1}) \cdot H(z^{-1}) + z^{-1} \cdot B(z^{-1}) \cdot E(z^{-1})] \cdot y(k) = B(z^{-1}) \cdot G(z^{-1}) \cdot w(k-1) \quad (10)$$

于是有闭环系统的特征多项式:

$$T(z^{-1}) = A(z^{-1}) \cdot H(z^{-1}) + z^{-1} \cdot B(z^{-1}) \cdot E(z^{-1}) \quad (11)$$

数字PID控制器的标准z域传递函数为:

$$\frac{u(z^{-1})}{e(z^{-1})} = K_p + \frac{K_i}{1-z^{-1}} + K_d \cdot (1-z^{-1}) = \frac{P_0 + P_1 z^{-1} + P_2 z^{-2}}{1-z^{-1}} \quad (12)$$

其中, $P_0 = K_p + K_i + K_d$; $P_1 = -K_p - 2K_d$; $P_2 = K_d$. K_p, K_i, K_d 分别为数字PID控制器的比例、积分和微分系数.

上式可进一步变为:

$$H(z^{-1}) \cdot u(k) = G(z^{-1}) \cdot w(k) - G(z^{-1}) \cdot y(k) \quad (13)$$

其中, $H(z^{-1}) = 1 - z^{-1}$, $G(z^{-1}) = P_0 + P_1 \cdot z^{-1} + P_2 \cdot z^{-2}$.

上式是式(9)的一个特例,其系数多项式满足 $H(1) = 0, E(z^{-1}) = G(z^{-1})$, 并且 $n_e = 2$, 即 $G(z^{-1})$ 和

$E(z^{-1})$ 都是二阶多项式。

于是得到系统特征方程为:

$$(1+a_1 \cdot z^{-1}+a_2 \cdot z^{-2}+a_3 \cdot z^{-3}) \cdot (1-z^{-1})+z^{-1} \cdot (b_0+b_1 \cdot z^{-1}) \cdot (P_0+P_1 \cdot z^{-1}+P_2 \cdot z^{-2})=t_0+t_1 \cdot z^{-1}+\dots+t_n \cdot z^{-n} \quad (14)$$

这样,只要事先确定的闭环特征多项式的阶次 $n \leq 4$,令上式左右两边的系数相等,就可以求得所需的控制器参数。当取 $n=2$ 时,可以直接由连续系统的特征多项式 $(s^2+2\zeta\omega_n s+\omega_n^2)$ 的系数 ζ 和 ω_n 确定 $T(z^{-1})$ 的系数,具体公式为:

$$\begin{cases} t_1 = -2e^{-\zeta\omega_n T_0} \cdot \cos(\omega_n T_0 \cdot \sqrt{1-\zeta^2}) \\ t_2 = e^{-\zeta\omega_n T_0} \end{cases} \quad (15)$$

其中, T_0 是采样周期。由此可求出控制器输出 $u(k)$ 。

4 系统仿真

针对文献 [9] 中的表 1 对冷连轧机动态变规格系统进行仿真,考虑到出口厚度一般要求其过渡过程无超调,因此将其设计为过阻尼的二阶系统,取特征多项式 $(s^2+44.68s+347.1)$,可以求出极点配置算法中的参数 t_1, t_2 分别为 $t_1=-1.6, t_2=0.8$; 张力系统则按工程最佳方法设计,特征多项式取为 $(s^2+6.68s+88.9)$,同样可以计算出 $t_1=-1.871, t_2=0.936$ 。仿真结果如图 2 所示。从仿真结果中可

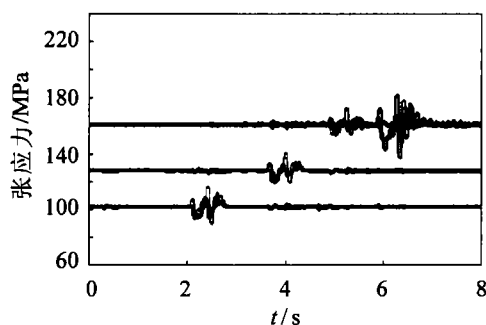


图2 张应力变化曲线
Fig.2 Curves of the stress

以看到,采用了具有自适应思想的基于递推分段线性化模型的解耦控制后,由于消除了冷连轧机系统中的非线性影响,张力波动较小,过渡过程比较平稳,系统的控制效果和没有分段相比有了进一步的改善^[8]。

5 结论

本文提出的递推分段线性化方法可以充分利用被控对象非线性的线性化模型,能较好地解决动态变规格这类工作范围较大的情况,同时应用计算机实现这一递推算法时十分方便,大大的缩短了计算时间和存储容量,使之用于工程实际成为可能。

参考文献

- 1 Yoshikazu Mori, Omata T. Modernization of gage control system at sumitomo wakayama 5-stand cold mill [J]. Iron Steel Eng, 1999(76): 46
- 2 孙一康. 带钢冷连轧计算机控制[M]. 北京: 冶金工业出版社, 2002
- 3 王贞祥. 全连续式冷连轧机过程控制[M]. 北京: 冶金工业出版社, 2000
- 4 唐谋凤. 现代带钢冷连轧机的自动化[M]. 北京: 冶金工业出版社, 1995
- 5 王修岩, 孙一康, 等. 一种冷连轧机 FGC 自适应 PID 解耦控制[J]. 控制与决策, 2003, 18(增刊): 41
- 6 舒迪前. 预测控制系统及其应用[M]. 北京: 机械工业出版社, 1996
- 7 柴天佑. 多变量自适应解耦控制及其应用[M]. 北京: 科学出版社, 2001
- 8 葛平. 带钢冷连轧动态变规格技术的研究[D]. 北京: 北京科技大学, 2002. 53
- 9 王修岩, 葛平, 王正林, 等. 基于多模型自适应控制方法的 FGC 控制[J]. 北京科技大学学报, 2004, 26(1): 99

PID Decoupling Control Based on the Subsection Liner Model of FGC for Tandem Cold Rolling

WANG Xiuyan^{1,2)}, GE Ping¹⁾, WANG zhenglin¹⁾, SUN Yikang¹⁾, FU Jian¹⁾

1) Information Engineering School, University of Science and Technology Beijing, Beijing 100083, China 2) Beihua University, Jilin 132021, China

ABSTRACT The control system based on a linear model has large error and tension fluctuating when the flying gauge changes in tandem cold rolling mills. In order to solve the problem, a PID decoupling control method based on the recursion subsection linear model was presented. Simulations were carried out for a 5-stand tandem cold rolling mill using the method. It is found that the accuracy of AGC system is satisfied and the need of flying gauge control can be met.

KEY WORDS coupling; decoupling controller; linear model, FGC (flying gage change)