

# 基于自抗扰控制技术的轧机主传动系统机电振动控制

张瑞成 童朝南

北京科技大学信息工程学院, 北京 100083

**摘 要** 轧机驱动电机与轧辊间采用长轴连接, 连接轴刚度有限, 因此在带材高速轧制时, 常规电流、转速双闭环控制易产生机电振动和断带现象. 为了克服该缺陷, 针对轧机主传动系统精确模型不易获得的特点, 将不确定外扰和未建模动态视为一个综合扰动项, 运用扩张状态观测器对系统状态和综合扰动项进行观测, 设计了轧机主传动机电振动扩张状态观测器控制系统; 进一步利用自抗扰控制技术设计了一个不依赖于对象模型的轧机主传动机电振动控制系统. 仿真研究结果表明: 两种控制系统都有效改善了轧机主传动系统的跟踪性能, 抑制了系统的机电振动现象, 同时对系统内部参数如轧辊转动惯量等的摄动也具有较强的鲁棒性. 首次将扩张状态观测器和自抗扰控制技术应用到轧机主传动机电振动控制系统中, 并通过与传统电流、转速双 PI 控制和基于降维状态观测器的状态反馈控制比较, 证明了该方法的有效性和优越性.

**关键词** 轧机; 机电振动; 扩张状态观测器; 自抗扰控制器; 鲁棒性

**分类号** TP 273; TG 333

随着现代化工业的迅猛发展, 各行各业对薄板带钢的需求量不断增加, 同时对其质量的要求也越来越高. 因此, 连轧机对主传动系统提出了高精度和高动态响应的技术要求. 在轧机主传动系统中, 由于驱动电机和轧辊间采用长轴连接, 其机械系统的固有频率大约为 10~20 Hz. 轧机传动系统的响应越来越快, 逐步接近机械系统的固有频率, 当机电配合不适当时容易产生传动系统的机电振动现象. 并且该现象会对轧制工艺、负荷变化等诸多因素产生影响. 机电振动一方面破坏了控制系统的稳定性, 另一方面会造成机械传动部件的破坏. 此外, 轧制负荷扰动造成调速系统的动态速降将影响轧机工艺自动控制及成品质量. 轧钢过程中产生的机电振动一般分三类: (1) 轧制过程中负荷周期性变化产生的振动; (2) 轧制过程负荷突变产生的激励振动; (3) 电机与机械弹性联接产生的机电共振现象.

尽管轧机传动机电振动现象普遍存在, 但国内有关轧机传动机电振动的研究报道很少<sup>[1]</sup>. 抑制轧机主传动系统的机电振动现象, 常用的控制

方法有共振比控制、状态反馈控制、LQG 控制和  $H_{\infty}$  控制等<sup>[2-6]</sup>. 状态反馈控制方法利用状态观测器对诸如负荷力矩、连接轴力矩、轧辊速度等难以测量的状态进行重构, 再利用重构状态实现主传动系统的状态反馈控制, 从而较好地抑制机电振动和轧制负荷扰动引起的动态速降<sup>[3-5]</sup>. 但这一方法要求具有精确的系统模型, 实际的轧机传动系统非常复杂, 要获得精确的系统参数非常困难. 基于以上原因, 首先运用扩张状态观测器(ESO)对系统状态和综合扰动项进行观测, 设计了轧机主传动机电振动扩张状态观测器控制系统; 进一步利用自抗扰控制技术(ADRC)设计了一个既不依赖于对象模型又具有较强鲁棒性的轧机主传动机电振动控制系统. 仿真研究结果表明: 两种控制系统都有效改善了轧机主传动系统的跟踪性能, 抑制了系统的机电振动现象, 减小了不确定负荷扰动引起的动态速降, 同时对系统内部参数如轧辊转动惯量等的摄动也具有较强的鲁棒性.

## 1 轧机主传动系统模型

轧机主传动系统是一个由若干个惯性元件(包括电机、联轴器、轧辊等)和弹性元件(连接轴等)组成的“质量弹簧系统”, 其实际力学模型可以大致等效为图 1 所示的两惯性质量—弹簧系统.

其中  $J_m, J_L$  分别为电机和负载端的转动惯量； $T_m, T_L, T_{sh}$  分别为电机力矩、负载阻力矩和弹性轴扭转力矩； $K_{sh}$  为弹性轴刚度系数； $\omega_m, \omega_L$  为电机和负载的角速度。

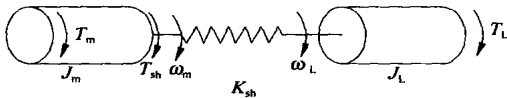


图 1 两质体轧机机电系统模型图

Fig.1 Model of a two-mass system of rolling mill

根据机械动力学原理，可得系统微分方程为：

$$\begin{cases} J_m \dot{\omega}_m = T_m - T_{sh} \\ \dot{T}_{sh} = K_{sh} (\omega_m - \omega_L) \\ J_L \dot{\omega}_L = T_{sh} - T_L \end{cases} \quad (1)$$

由式(1)可得机电模型的状态方程为：

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}_1 T_L + \mathbf{B}_2 T_m \\ y = \mathbf{C}\mathbf{x} \end{cases} \quad (2)$$

式中，

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{J_m} & 0 \\ K_{sh} & 0 & -K_{sh} \\ 0 & \frac{1}{J_L} & 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{J_L} \end{bmatrix}^T, \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{J_m} & 0 & 0 \end{bmatrix}^T,$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{x} = \begin{bmatrix} \omega_m & T_{sh} & \omega_L \end{bmatrix}^T.$$

由此可得特征方程为

$$|s\mathbf{I} - \mathbf{A}| = s \left[ s^2 + \left( \frac{K_{sh}}{J_m} + \frac{K_{sh}}{J_L} \right) \right] = 0 \quad (3)$$

式中： $\mathbf{I}$  为单位矩阵。

特征方程有三个特征根，一对虚轴共轭极点  $s_{1,2}$ ，一个  $s_3 = 0$  的极点。

$$s_{1,2} = \pm j \sqrt{K_{sh} \left( \frac{1}{J_m} + \frac{1}{J_L} \right)}.$$

根据李亚普诺夫稳定理论：若系统特征方程的所有根均为负实数或实部为负的复数，则系统的运动是稳定的或渐近稳定的。特征方程存在虚轴共轭极点，没有负实部，所以该系统是临界不稳定的。

根据现代控制理论，可以写出系统的传递函数为：

$$G_1(s) = \frac{\omega_m}{T_L} = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B}_1 = \frac{K_{sh}}{J_m J_L s^2 + \omega_0^2} \quad (4)$$

$$G_2(s) = \frac{\omega_m}{T_m} = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B}_2 = \frac{1}{J_m s^2 + \omega_a^2} \quad (5)$$

式中， $\omega_0 = \sqrt{K_{sh} \left( \frac{1}{J_m} + \frac{1}{J_L} \right)}$  为机械系统的固有振荡频率， $\omega_a = \sqrt{K_{sh}/J_L}$  为弹性反振荡频率。

从以上两式可以看出，由于  $G_2(s)$  中存在一个弹性反振荡频率  $\omega_a$ ，增强了由  $T_m$  到  $\omega_m$  的稳定性，而  $G_1(s)$  中只存在  $\omega_0$ ，因而在  $T_L$  发生变化时，系统容易发生扭转振动。

## 2 自抗扰控制

许多实际被控对象可以简化成如下形式：

$$\begin{cases} \dot{x}^{(n)} = f(x, x^{(1)}, \dots, x^{(n-1)}, w(t), t) + bu \\ y = x(t) \end{cases} \quad (6)$$

其中， $w(t)$  表示外扰作用， $x$  为状态变量， $y$  为输出变量， $t$  为时间变量， $x$  为控制输入， $b$  为控制输入系数。自抗扰控制技术的核心是采用合适的方法，用希望得到的输出信号  $r(t)$  和系统的实际输出信号  $y(t)$  的差(即误差信号)，以及控制输入量  $u(t)$  来估计系统运行过程中的实际作用量  $a(t) = f(x, x^{(1)}, \dots, x^{(n-1)}, w(t), t)$  并给予补偿。选择控制量  $u = [-f(x, x^{(1)}, \dots, x^{(n-1)}, w(t), t) + bu_0]/b$ ，则系统变成积分串联型系统：

$$\begin{cases} \dot{x}^{(n)} = bu_0 \\ y = x(t) \end{cases} \quad (7)$$

$u_0$  是非线性比例微分控制率。然后对其实现适当的状态误差反馈来达到控制的目的，这里的  $f(x, x^{(1)}, \dots, x^{(n-1)}, w(t), t)$  是已知还是未知、线性还是非线性、时变还是时不变都不重要，只要它在过程中的实时表现  $a(t)$  为有界就可以了。

下面以形如系统(6)的三阶系统( $n=3$ )为例简单介绍一下自抗扰控制器算法，更详细的算法可参见文献[7-9]。三阶自抗扰控制器的结构如图 2 所示。

由图 2 可以看出，自抗扰控制器基本结构是由如下三种功能组合而成：(1) 用跟踪微分器来安排过渡过程并提取其微分信号；(2) 用扩张状态观测器估计对象状态和不确定扰动作用；(3) 利用安排的过渡过程与状态估计之间误差的非线性组合和扰动估计量的补偿来生成控制信号。

与此相对应，一般三阶自抗扰控制器的算法如下。

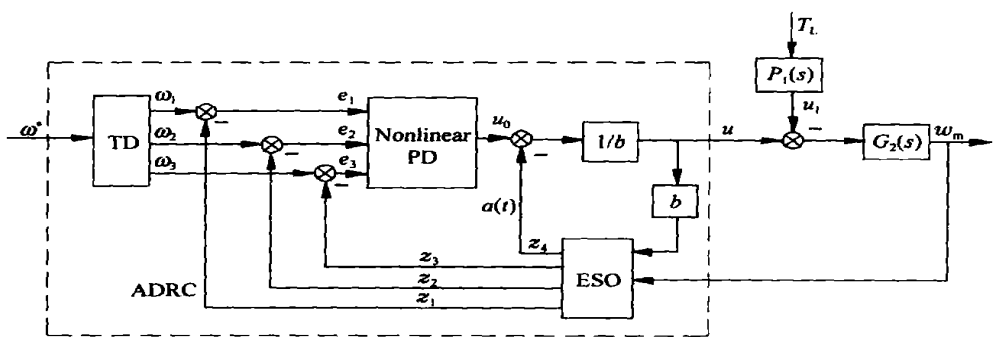


图 2 自抗扰控制系统框图

Fig.2 Block diagram of an auto-disturbance-rejection control system

(1) 非线性跟踪微分器(TD). 设  $\omega^*$  为系统所要求达到的控制目标, 通常采用的跟踪微分器的形式为:

$$\begin{cases} \dot{\omega}_1 = \omega_2 \\ \dot{\omega}_2 = \omega_3 \\ \dot{\omega}_3 = -R \text{sat} \left[ \omega_1 - \omega^* - \frac{\omega_3^2}{6R^2} + A \left( \frac{\omega_3}{R} + S \sqrt{\frac{A}{R}} \right), \delta_0 \right] \end{cases} \quad (8)$$

其中  $S = \text{sgn} \left[ \omega_2 + \frac{|\omega_3| \omega_3}{2R} \right]$ ,  $A = S \omega_2 + \frac{\omega_3^2}{2R}$ ,  $R$  为跟踪参数,  $\delta_0$  为控制参数.

线性饱和函数  $\text{sat}$  的表达式为:

$$\text{sat}(A, \delta_0) = \begin{cases} \text{sgn}(A) & |A| > \delta_0 \\ A/\delta_0 & |A| \leq \delta_0 \end{cases} \quad (9)$$

式中,  $\delta_0 > 0$ . 跟踪微分器有三个输出信号  $\omega_1$ ,  $\omega_2$  和  $\omega_3$ , 其中  $\omega_1$  跟踪  $\omega^*$ ,  $\omega_2 = \dot{\omega}_1$ ,  $\omega_3 = \ddot{\omega}_1$ , 这里  $R$  和  $\delta_0$  为可调参数,  $R$  越大,  $\omega_1$  跟踪  $\omega^*$  速度越快.

(2) 扩张状态观测器(ESO). 设计扩张状态观测器的目的是通过系统输入和输出来得到系统(6)的状态变量的微分信号以及系统所有内扰和外扰的总和, 三阶系统需要设计四阶的扩张状态观测器, 其形式为:

$$\begin{cases} e = z_1 - y \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_{01} \text{fal}(e, \alpha_1, \delta) \\ \dot{z}_2 = z_3 - \beta_{02} \text{fal}(e, \alpha_2, \delta) \\ \dot{z}_3 = z_4 - \beta_{03} \text{fal}(e, \alpha_3, \delta) + bu \\ \dot{z}_4 = -\beta_{04} \text{fal}(e, \alpha_4, \delta) \end{cases} \quad (10)$$

式中,

$$\text{fal}(e, \alpha, \delta) = \begin{cases} |e|^\alpha \text{sgn}(e) & |e| > \delta \\ e/\delta^{1-\alpha} & |e| \leq \delta \end{cases} \quad (11)$$

其中  $z_1, z_2, z_3$  分别为状态  $x_1, x_2, x_3$  的估计值,  $z_4$  为未知函数  $a(t)$  的估计值,  $e$  为  $z_1$  与  $y$  之间的误差,  $\beta_{01}, \beta_{02}, \beta_{03}, \beta_{04}$  为观测器的增益,  $\delta, \alpha$  为  $\text{fal}$  函数的控制参数.

(3) 非线性误差反馈控制律. 有了非线性跟踪微分器(TD)和扩张状态观测器(ESO)后, 则参考输入和状态反馈的误差为:

$$\begin{cases} e_1 = \omega_1 - z_1 \\ e_2 = \omega_2 - z_2 \\ e_3 = \omega_3 - z_3 \end{cases} \quad (12)$$

则非线性比例微分控制作用为<sup>[9]</sup>:

$$u_0 = \beta_1 \text{fal}(e_1, \alpha_1, \delta_1) + \beta_2 \text{fal}(e_2, \alpha_2, \delta_1) + \beta_3 \text{fal}(e_3, \alpha_2, \delta_1) \quad (13)$$

式中,  $\beta_1, \beta_2$  和  $\beta_3$  为非线性 PD 控制器的增益.

对综合扰动项进行补偿, 则自抗扰控制器总的输出为:

$$u(t) = \frac{1}{b} [u_0 - a(t)] \quad (14)$$

### 3 轧机主传动系统机电振动自抗扰控制设计

#### 3.1 轧机主传动机电振动 ESO 控制系统

前面提到, 用 Luenberger 观测器估计无法测量的状态(轧辊速度、连接轴力矩)和负荷力矩, 实现轧机主传动系统的状态反馈控制, 较好地抑制了机电振动和轧制负荷扰动引起的动态速降. 由于观测器的带宽必须比闭环系统的带宽大, 因此该控制系统对模型的不确定性和干扰噪声非常敏感. 而且传统的状态观测器要求具有精确的系统模型, 而实际的轧机传动系统非常复杂, 要获得精确的系统参数非常困难. 扩张状态观测器(ESO)是韩京清<sup>[8]</sup>提出的一种新颖的观测器设计方法. 由于它的设计不依赖于系统的数学模型, 因此具

有很强的鲁棒性.

(1)状态和扰动观测. 为了实现状态反馈控制, 所有的状态变量必须已知. 但在轧机主传动系统中, 轧辊转速和连接轴扭矩不易测量. 主要原因是: ①在轧辊上安装传感器非常困难; ②连接轴传感器非常昂贵, 并且不精确; ③传感器对测量噪声比较敏感, 并且需要经常维护. 下面用扩张状态观测器对系统状态和负荷扰动进行估计.

为了用扩张状态观测器对轧机主传动系统的状态和扰动项进行观测, 对式(2)进行状态变换, 取变换阵

$$T=\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & -J_m & 0 \\ 1 & 0 & J_m/K_{sh} \end{bmatrix},$$

令  $\boldsymbol{x}^* = T^{-1}\boldsymbol{x}$ , 则系统模型变为:

$$\begin{cases} \dot{x}_1^* = x_2^* + \frac{1}{J_m} T_m \\ \dot{x}_2^* = x_3^* \\ \dot{x}_3^* = \left(-\frac{K_{sh}}{J_m} - \frac{K_{sh}}{J_L}\right) x_2^* - \frac{K_{sh}}{J_m J_L} T_L - \frac{K_{sh}}{J_m^2} T_m \\ y^* = x_1^* \end{cases} \quad (15)$$

式(15)即为式(6)的形式, 因此可用ESO式(10)对(15)的状态  $x_1^*, x_2^*, x_3^*$  和综合扰动项  $a(t) = \left(-\frac{K_{sh}}{J_m} - \frac{K_{sh}}{J_L}\right) x_2^* - \frac{K_{sh}}{J_m J_L} T_L$  进行估计, 由此可得原系统的状态估计值  $\hat{\boldsymbol{x}} = T\boldsymbol{x}^*$  及负载扰动估计值  $T_L = \left[-a(t) + \left(-\frac{K_{sh}}{J_m} - \frac{K_{sh}}{J_L}\right) x_2^*\right] \frac{J_m J_L}{K_{sh}}$ . 轧机主传动机电振动扩张状态观测器控制系统框图如图3所示.

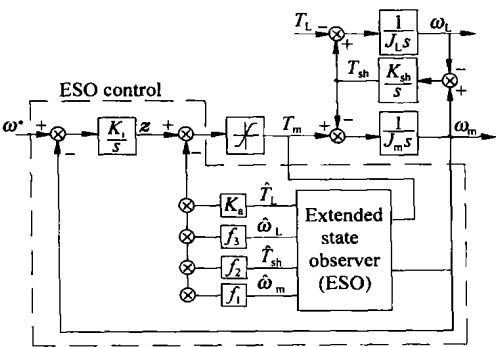


图3 机电振动ESO控制系统框图

Fig. 3 Block diagram of electromechanical vibration control based on ESO

(2)控制系统设计. 正如以前提到的, 扭转振

动是由两质量系统通过弹性连接引起的. 状态反馈控制是通过重新调整闭环系统的特征值使系统具有稳定性和快速响应特性. 另外, 为了使系统稳态误差为零, 在控制系统中加入一积分环节, 如图3所示. 图中  $K_i$  为积分增益,  $F$  为状态反馈增益.

$$F=[f_1 \quad f_2 \quad f_3] \quad (16)$$

增广状态方程为:

$$\dot{\bar{\boldsymbol{x}}} = \bar{\boldsymbol{A}} \bar{\boldsymbol{x}} + \bar{\boldsymbol{B}}_1 T_L + \bar{\boldsymbol{B}}_2 \omega^* \quad (17)$$

式中  $\omega^*$  为速度给定值.

$$\bar{\boldsymbol{x}} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{x} \\ z \end{bmatrix}, \bar{\boldsymbol{A}} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{A} - \boldsymbol{B}_2 F & \boldsymbol{B}_2 \\ -K_i C & 0 \end{bmatrix},$$
$$\bar{\boldsymbol{B}}_1 = \begin{bmatrix} \boldsymbol{B}_1 \\ 0 \end{bmatrix}, \bar{\boldsymbol{B}}_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}.$$

考虑振动抑制、速度响应和负荷转矩的影响, 通过选择系统特征值来确定状态反馈增益  $F$ . 图3的特征方程为:

$$|sI - \bar{\boldsymbol{A}}| = 0 \quad (18)$$

选择特征值为:

$$\begin{cases} s_{1,2} = r_1 \pm j d_1 \\ s_{3,4} = r_2 \pm j d_2 \end{cases} \quad (19)$$

则状态反馈增益为:

$$\begin{cases} f_1 = -2(r_1 + r_2) J_m \\ f_2 = \left( r_1^2 + d_1^2 + r_2^2 + d_2^2 + 4 r_1 r_2 - \frac{K_i}{J_m} - \omega_0^2 \right) \frac{J_m}{K_{sh}} \\ f_3 = -2[ r_2 (r_1^2 + d_1^2) + r_1 (r_2^2 + d_2^2) ] \frac{J_m J_L}{K_{sh}} - f_1 \\ K_i = (r_1^2 + d_1^2) (r_2^2 + d_2^2) \frac{J_m J_L}{K_{sh}} \end{cases} \quad (20)$$

在钢板咬入轧辊的瞬间, 轧辊的负荷力矩会发生阶跃变化, 该变化引起动态速降并引起危险的扭矩, 因此应快速准确地辨识负荷力矩补偿值并施加到电流给定通道中以改善负荷响应特性. 图3中负荷力矩观测值的补偿增益  $K_d$  选择为  $K_d = 1$ .

### 3.2 轧机主传动机电振动自抗扰控制系统

为了用自抗扰控制技术对式(2)所示的轧机主传动系统机电振动进行控制, 将系统模型变换为图2右半部分所示, 其中  $P_1(s) = K_{sh}/(J_L s^2 + K_{sh})$ , 则系统模型可变为:

$$\begin{cases} J_m J_L \ddot{\omega}_m + (J_m + J_L) K_{sh} \dot{\omega}_m = J_L (\ddot{u} - \ddot{u}_1) + K_{sh} (u - u_1) \\ J_L \ddot{u}_1 + K_{sh} u_1 = K_{sh} T_L \end{cases} \quad (21)$$

式中,  $u_1$  为扰动输入,  $u = T_m$ .

令  $v_1 = \omega_m, v_2 = \dot{\omega}_m, v_3 = \ddot{\omega}_m, a = -\frac{(J_m + J_L)K_{sh}}{J_m J_L}, b = \frac{K_{sh}}{J_m J_L}, c_1 = -\frac{K_{sh}}{J_m J_L}, c_2 = \frac{1}{J_m},$

则式(21)可变为:

$$\begin{cases} \dot{v}_1 = v_2 \\ \dot{v}_2 = v_3 \\ \dot{v}_3 = av_2 - c_1 T_L + c_2 \ddot{u} + bu \end{cases} \quad (22)$$

定义综合扰动项  $a(t)$ :

$$a(t) = av_2 - c_1 T_L + c_2 \ddot{u} \quad (23)$$

由式(22)可得:

$$\begin{cases} \dot{v}_1 = v_2 \\ \dot{v}_2 = v_3 \\ \dot{v}_3 = a(t) + bu \end{cases} \quad (24)$$

由式(24)可知,若能观测出综合扰动项  $a(t)$  并进行前馈补偿,轧机主传动系统就可变为三阶线性模型. 利用自抗扰控制技术可以很好地解决这一问题,实现轧机主传动系统机电振动控制,并有效地消除各种干扰和系统参数变化对系统特性的影响,其系统如图 2 所示.

自抗扰控制系统的详细设计步骤如上面所述,非线性跟踪微分器、扩张状态观测器和非线性误差反馈控制律形式分别如式(8),(10)和(13)所示.

4 仿真研究

为了验证所设计控制系统对轧机主传动机电振动控制效果,对某厂 2 030 mm 带钢冷连轧机第 4 机架轧机主传动系统进行仿真研究,其参数如下<sup>[10]</sup>:  $J_m = 1\,552\text{ kg}\cdot\text{m}^2, J_L = 1\,542\text{ kg}\cdot\text{m}^2, K_{sh} = 5.93\times 10^6\text{ N}\cdot\text{m}\cdot\text{rad}^{-1}.$

在 ESO 控制系统中,当扩张状态观测器的增益  $\beta_{01} = 38, \beta_{02} = 2\,000, \beta_{03} = 7\,000, \beta_{04} = 2\,900\,000,$ 闭环系统特征值  $s = 80,$ 速度给定值  $\omega^* = 27.3\text{ rad}\cdot\text{s}^{-1},$ 负荷扰动  $T_L = 14\,500 + 2\,910\sin(\pi t)\text{ N}\cdot\text{m}$  在  $t = 1.5\text{ s}$  加入时,电机速度响应曲线如图 4 中实线所示. 由图可见,该控制系统速度响应良好,并且系统无超调. 当负载转动惯量  $J_L$  增大 1 倍时,不改变控制器的任何参数,ESO 控制系统速度响应基本不变,如图 4 中实线所示,图中虚线为当  $J_L$  增大 1 倍时基于降维状态观测器的状态反馈控制结果. 由图可见,ESO 控制系统明显增强了系统的鲁棒性.

扩张状态观测器能够观测出系统的未知状态

和负荷扰动并在控制系统中实现前馈补偿,因此,扩张状态观测器的设计在 ESO 控制系统的设计中占有非常重要的地位. 为了证实其有效性,图 5 给出了系统状态和其估计值的对比曲线,其中,实线为实际值,虚线为扩张状态观测器的估计值. 由图可见,它们具有良好的一致性.

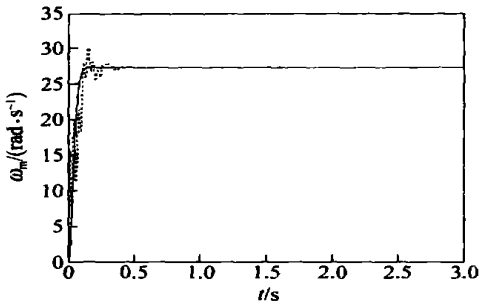


图 4 ESO 控制和状态反馈控制鲁棒性对比  
Fig. 4 Comparison of robustness by ESO and state feedback

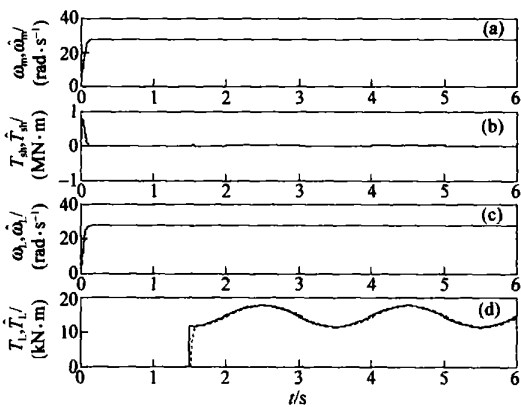


图 5 系统状态的实际值与估计值对比曲线  
Fig. 5 System state Comparison of the real and estimated values

在 ADRC 控制系统中,当扩张状态观测器的增益  $\beta_{01} = 10, \beta_{02} = 1\,000, \beta_{03} = 130\,000, \beta_{04} = 8\,500\,000,$ 非线性 PD 控制器的增益  $\beta_1 = 222\,800, \beta_2 = 102\,400$  和  $\beta_3 = 303$  时,电机速度响应曲线如图 6 中实线所示. 由图可见,自抗扰控制系统速度响应良好. 当负载转动惯量  $J_L$  增大 1 倍时,不改变控制器的任何参数,自抗扰控制系统速度响应基本不变,如图 6 中实线所示,图中虚线为当  $J_L$  增大 1 倍时基于降维状态观测器的状态反馈控制结果,可见自抗扰控制系统明显增强了系统的鲁棒性.

图 7 为突加负荷扰动  $T_L = 14\,500 + 2\,910\sin(\pi t)\text{ N}\cdot\text{m}$  时系统动态速降的变化情况,曲线 1 为传统电流、转速双 PI 控制结果,曲线 2 为基于降维状态观测器的控制结果,曲线 3 为基于扩张

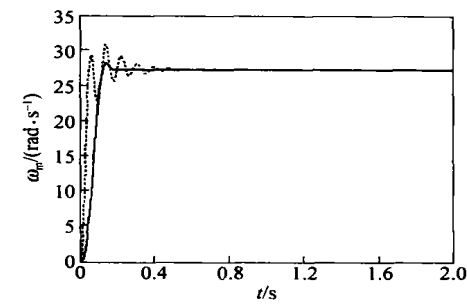


图 6 ADRC 控制和状态反馈控制鲁棒性对比

Fig. 6 Comparison of robustness by ADRC and state feedback

状态观测器的控制结果, 曲线 4 为基于自抗扰控制技术的控制结果. 由图可见, 扩张状态观测器控制系统和自抗扰控制系统都有效减小了系统的动态速降和速度的波动, 抑制了轧机主传动系统的扭转振动现象. 但是自抗扰控制系统的动态速降最小.

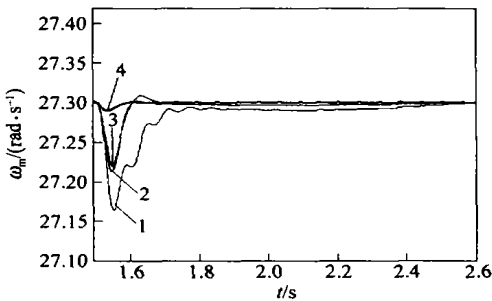


图 7 突加负荷扰动时动态速降对比

Fig. 7 Comparison of dynamic speed drop

图 8 为连接轴扭矩对比曲线, 曲线(a)、(b)、(c)和(d)分别为传统电流、转速双 PI 控制, 基于降维状态观测器的状态反馈控制, ESO 控制和 ADRC 控制结果. 由图可见, ADRC 控制器明显改善了对连接轴扭矩的剧烈变化, 减小了系统的冲击.

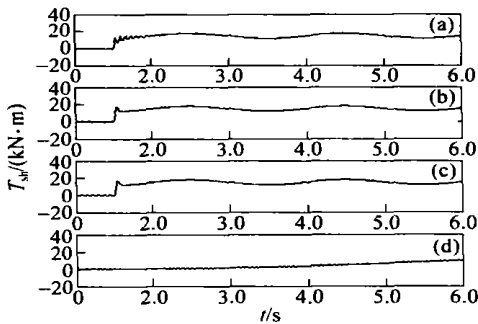


图 8 连接轴扭矩对比曲线

Fig. 8 Comparison of shaft torsional torque

## 5 结论

轧机主传动系统机电振动是一个多学科交叉的新领域, 也是我国大型连轧机技术改造所面临的新课题. 从机电动力学出发, 描述了机电弹性系统模型, 并以现代控制理论为基础, 阐述了机电振荡产生的机理. 设计了轧机主传动机电振动扩张状态观测器控制系统和自抗扰控制系统. 仿真研究结果表明: 两种控制系统都有效改善了轧机主传动系统的跟踪性能, 抑制了系统的机电振动现象, 减小了不确定负荷扰动引起的动态速降, 同时对系统内部参数如轧辊转动惯量等的摄动也具有较强的鲁棒性. 通过与传统电流、转速双 PI 控制和基于降维状态观测的状态反馈控制比较, 证明了该方法的有效性和优越性. 在各种轧机机电振动控制方法中, 自抗扰控制系统效果最好, 相信这是一种很有前景的轧机主传动系统机电振动控制方案.

## 参 考 文 献

[1] 王征, 张卫, 李崇坚. 大型热连轧机主传动系统机电振荡的研究. 冶金自动化, 2001(1): 30

[2] Hori Y, Sawada H, Chun Y. Slow resonance ratio control for vibration suppression and disturbance rejection in torsional system. IEEE Trans Ind Electron. 1999, 46(1): 162

[3] Song S H, Ji J K, Sul S K, et al. Torsional vibration suppression control in 2-mass system by state feedback speed controller //Proceedings of the 2nd IEEE Conference on Control Applications. Vancouver, 1993: 129

[4] Hori Y, Iseki H, Sugiura K. Basic consideration of vibration suppression and disturbance rejection control of  $n$ -inertia system using SFLAC (state feedback and load acceleration control). IEEE Trans Ind Appl. 1994, 30(4): 889

[5] Ji J K, Sul S K. Kalman filter and LQ based speed controller for torsional vibration suppression in a 2-mass motor drive system. IEEE Trans Ind Electron. 1995, 42(6): 564

[6] Kim J S, Kim Y S, Shin J H, et al.  $H_{\infty}$  speed control of an induction motor with the two-mass resonant system by LMI // Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Aachen, 1998: 1439

[7] 韩京清, 王伟. 非线性跟踪-微分器. 系统科学与数学, 1994, 14(2): 177

[8] 韩京清. 一类不确定对象的扩张状态观测器. 控制与决策, 1995, 10(1): 85

[9] 韩京清. 从 PID 技术到“自抗扰控制”技术. 控制工程, 2002, 9(3): 13

[10] 邹家祥, 徐乐江. 冷连轧机系统振动控制. 北京: 冶金工业出版社, 1998

## Electromechanical vibration control of the main drive of a rolling mill based on auto-disturbance-rejection control technology

ZHANG Ruicheng, TONG Chaonan

Information Engineering School, University of Science and Technology Beijing, Beijing 100083, China

**ABSTRACT** For the distance between the drive motor and roll of a rolling mill is long and the rigid of its spindle is limited, the normal control of current and speed closed loops leads easily to the phenomena of electromechanical vibration and broken strip as the strip is rolled at high speed. In order to solve the problem, aiming at the characteristics of the approximate model of a main drive system, the uncertain external load disturbance and unmodeled dynamics were regarded as one integrated disturbance. Electromechanical vibration controllers were designed based on extended state observer (ESO) and auto-disturbance-rejection control (ADRC) technology respectively. Simulated results show that the two controllers effectively improve the performances of command following, electromechanical vibration suppression, and robustness to parameter variation. ESO and ADRC were utilized in electromechanical vibration control of the main drive system of a rolling mill, their validity and superiority were verified in comparison with the conventional PI controller and the state feedback controller based on reduced-order state observer.

**KEY WORDS** rolling mill; electromechanical vibration; extended state observer (ESO); auto-disturbance-rejection controller (ADRC); robustness

## Theoretical prediction and experimental realization of transition metal doped rutiles as diluted magnetic semiconductors

GU Yousong, LI Jianmin, ZHAN Xiaoyuan, ZHANG Xiaomei, FENG Ziqi, and ZHANG Yue

Department of Material Physics and Chemistry, University of Science and Technology Beijing, Beijing 100083, China

**ABSTRACT** First principle calculations have been performed to study the electron structures and magnetic properties of transition metal doped rutiles in order to predict room temperature diluted magnetic semiconductors. Different doping configurations have been calculated to find the preferred doping site. The ground state energies of both FM and AFM states have been calculated to study the magnetic coupling between the dopants. The calculation results show the Co doped rutile has a Curie temperature of 1438 K. Co doped rutile films have been prepared on Si substrate by magnetron sputtering. X-ray diffraction results show that the deposited film is rutile. Hysteresis loop curves measured by vibration sample magnetization show that the film is ferromagnetic at room temperature.

**KEY WORDS** diluted magnetic semiconductor; titanium oxide; first principle calculation; magnetron sputtering

[摘自 Rare Metals, 2006, 25(5): 420]