

文章编号: 1001-0920(2015)06-0985-08

DOI: 10.13195/j.kzyjc.2014.0462

可逆冷带轧机速度张力系统的耗散 Hamilton 控制

刘乐^a, 方一鸣^{a,b}, 李建雄^a, 常茹^a

(燕山大学 a. 工业计算机控制工程河北省重点实验室, b. 国家
冷轧板带装备及工艺工程技术研究中心, 河北秦皇岛 066004)

摘要: 研究基于侵入与不变流形(I&I)自适应方法和非线性干扰观测器(NDO)的可逆冷带轧机速度张力系统耗散 Hamilton 控制问题. 首先采用 I&I 自适应方法估计系统的摄动参数; 其次, 通过预反馈建立系统速度张力外环的耗散 Hamilton 模型, 并利用互联和阻尼配置以及能量整形方法设计耗散 Hamilton 控制器; 再次, 选用 NDO 对系统电流内环的外扰进行观测, 并引入设计的积分滑模控制器中进行补偿; 最后将该方法应用于某 1422 mm 可逆冷带轧机速度张力系统中进行仿真, 结果验证了所提出方法的有效性.

关键词: 可逆冷带轧机; 速度张力系统; 协调控制; 非线性干扰观测器; 侵入与不变流形; 耗散 Hamilton 控制

中图分类号: TP273

文献标志码: A

Dissipative Hamilton control for speed and tension system of reversible cold strip rolling mill

LIU Le^a, FANG Yi-ming^{a,b}, LI Jian-xiong^a, CHANG Ru^a

(a. Key Lab of Industrial Computer Control Engineering of Hebei Province, b. National Engineering Research Center for Equipment and Technology of Cold Strip Rolling, Yanshan University, Qinhuangdao 066004, China. Correspondent: FANG Yi-ming, E-mail: fyming@ysu.edu.cn)

Abstract: Dissipative Hamilton control problem for the speed and tension system of the reversible cold strip rolling mill is studied based on the immersion and invariance(I&I) adaptive method and the nonlinear disturbance observer(NDO). Firstly, the I&I adaptive method is used to estimate the perturbation parameters of the system. Next, the dissipative Hamilton model of the speed and tension outside loop is built after pre-feedback control, and dissipative Hamilton controllers are designed by utilizing the interconnection and damping assignment, and energy shaping method. Further more, external disturbances in the system current inside loop are observed by NDOs, and the observed values are introduced into the integral sliding mode controllers for compensation. Finally, a simulation is carried out on the speed and tension system of a 1422 mm reversible cold strip rolling mill, and results show the effectiveness of the proposed control strategy.

Keywords: reversible cold strip rolling mill; speed and tension system; coordination control; nonlinear disturbance observer; immersion and invariance; dissipative Hamilton control

0 引言

板厚和板形精度是衡量带钢产品质量的重要指标, 而实现冷带轧机的恒张力控制是解决这两个问题的有效手段^[1]. 带钢张力可以有效降低金属变形抗力和变形功, 减少能量消耗, 防止带钢跑偏, 并且使带钢在横向和纵向两个方向上均匀延伸; 在轧制硬而薄的带钢时, 考虑弹性形变等因素, 一定直径的轧辊可能很难再对带钢产生任何辊压作用, 而是通过调节张力来获得预期的带钢板厚和板形^[2-3]. 所以说, 带钢张力

是冷带轧机轧制生产过程中重要的被控参量^[4].

然而, 可逆冷带轧机的左卷取机张力、主轧机速度与右卷取机张力之间存在着较强的耦合关系, 且所构成的速度张力多变量系统具有非线性、不确定性和时变性等特征. 常规的控制方法, 无论是前馈控制还是反馈控制, 都将冷带轧机的速度系统和张力系统看作是独立的单变量系统进行控制, 而没有考虑速度和张力间的耦合, 这种原理上的认知缺陷制约着带钢产品质量的进一步提高^[5].

收稿日期: 2014-04-01; **修回日期:** 2014-09-11.

基金项目: 国家自然科学基金项目(61074099); 河北省高等学校创新团队领军人才培养计划项目(LJRC013).

作者简介: 刘乐(1985—), 男, 博士生, 从事冷带轧机速度张力系统的解耦和协调控制的研究; 方一鸣(1965—), 男, 教授, 博士生导师, 从事复杂系统的建模仿真与控制、冶金自动化等研究.

为了实现速度张力系统的解耦和协调控制,文献[6]设计的基于极点配置的输出反馈解耦控制方法,降低了前、后张力和工作辊速度间的耦合程度,提高了带钢产品的质量.文献[7]将神经网络广义逆系统方法应用于两电机变频调速系统速度和张力间的解耦控制,并使伪线性化后的子系统开环稳定.文献[8]设计的分散重叠控制方法,有效抑制了带钢张力的波动,改善了主轧机速度与左、右卷取机张力间的协调控制性能.文献[9]提出了一种将状态反馈控制、预测补偿控制与前馈控制相结合的解耦控制方法,实现了速度和张力的高精度控制.文献[10]将系统的耦合项看成外扰,通过构造扩张状态观测器对其进行观测,并引入所设计的全局积分滑模自适应反步控制器中进行补偿,速度张力系统实现了有效的动态解耦.

近年来, Astolfi 等^[11]提出了一种新的模块化的自适应控制方法——侵入与不变流形(I&I)自适应方法.该方法不依赖于确定等价原则,突破了传统自适应方法中参数估计形式单一且不可控的缺点^[12];通过引入调节函数,增加了参数估计器设计的自由度,并使得参数估计误差能够单调收敛.

非线性干扰观测器(NDO)^[13]可对系统的未知干扰和未建模动态等不确定性因素进行有效估计,并进行相应补偿,具有良好的控制效果.而耗散 Hamilton 控制方法^[14]可充分利用系统自身的物理结构特性,以能量存储、消耗和转换的观点来看待系统,通过能量重构和结构重组来完成系统控制器的设计,并且所设计的控制器结构简单、易于实现,已在风力发电^[15]、电动汽车^[16]等领域取得了一定的研究成果.

基于上述分析,本文提出一种基于 I&I 和 NDO 的可逆冷带轧机速度张力系统耗散 Hamilton 控制方法.首先,针对系统模型中的扰动参数,采用 I&I 自适应方法设计出独立于控制器的参数估计器,以使系统能够根据扰动参数的变化自行调整;其次,根据系统速度张力外环的物理结构特性,通过预反馈控制建立其耗散 Hamilton 模型,并基于互联和阻尼配置以及能量整形方法设计出鲁棒性较强的耗散 Hamilton 控制器,以此来削弱耦合项对系统性能的影响;再次,针对系统电流内环的外扰不确定项,选用 NDO 对其进行动态观测,并将观测值引入基于 Backstepping 设计的积分滑模控制器中进行补偿,以此来提高系统的控制精度;最后,以某 1422 mm 可逆冷带轧机速度张力系统为例,并同文献[8]提出的分散重叠控制方法进行仿真对比研究,以此来验证本文所提出的方法能够实现速度张力系统的解耦和协调控制,并具有较好的动、静态性能.

1 系统描述与控制问题提出

1.1 系统描述

可逆冷带轧机是能够生产一种或多种轧件产品的轧机,其结构示意图如图1所示.

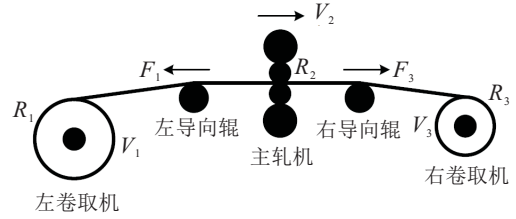


图1 可逆冷带轧机结构示意图

根据相关轧制理论并结合直流电机动力学方程,可推导出可逆冷带轧机速度张力系统的数学模型.

左卷取机张力子系统(sys1)

$$\begin{cases} \dot{F}_1 = \frac{EA_1}{L}[V_2(1 - \chi_0(1 + K_\chi F_1)) - V_1], \\ \dot{V}_1 = \frac{K_1 R_1}{J_1 \eta_1} I_1 + \frac{R_1^2}{J_1 \eta_1^2} F_1 - \left(\frac{B_{u1}}{J_1} - \frac{\dot{R}_1}{R_1} \right) V_1, \\ \dot{I}_1 = \frac{K s_1}{l_1} u_1 - \frac{K_1 \eta_1}{l_1 R_1} V_1 - \frac{r_1}{l_1} I_1 + w_1, \\ \dot{J}_1 = \frac{2\pi \rho B}{\eta_1^2} R_1^3 \dot{R}_1, \quad \dot{R}_1 = -\frac{H}{2\pi R_1} V_1; \end{cases} \quad (1)$$

主轧机速度子系统(sys2)

$$\begin{cases} \dot{V}_2 = \frac{K_2 R_2}{J_2 \eta_2} I_2 + \frac{R_2^2}{J_2 \eta_2^2} (F_3 - F_1) - \\ \frac{B_{u2}}{J_2} V_2 - \frac{M_z R_2}{J_2 \eta_2^2}, \\ \dot{I}_2 = \frac{K s_2}{l_2} u_2 - \frac{K_2 \eta_2}{l_2 R_2} V_2 - \frac{r_2}{l_2} I_2 + w_2; \end{cases} \quad (2)$$

右卷取机张力子系统(sys3)

$$\begin{cases} \dot{F}_3 = \frac{EA_2}{L}[V_3 - V_2(1 + \delta_0(1 + K_\delta F_3))], \\ \dot{V}_3 = \frac{K_3 R_3}{J_3 \eta_3} I_3 - \frac{R_3^2}{J_3 \eta_3^2} F_3 - \left(\frac{B_{u3}}{J_3} - \frac{\dot{R}_3}{R_3} \right) V_3, \\ \dot{I}_3 = \frac{K s_3}{l_3} u_3 - \frac{K_3 \eta_3}{l_3 R_3} V_3 - \frac{r_3}{l_3} I_3 + w_3, \\ \dot{J}_3 = \frac{2\pi \rho B}{\eta_3^2} R_3^3 \dot{R}_3, \quad \dot{R}_3 = \frac{h}{2\pi R_3} V_3. \end{cases} \quad (3)$$

其中: K_i 为电机的转矩系数; J_i 为折算到电机轴上总的转动惯量; V_i 为线速度; η_i 为减速比; B_{ui} 为存在扰动的摩擦系数; u_i 、 $K s_i$ 分别为电机整流装置的控制电压和放大倍数; I_i 、 r_i 和 l_i 分别为电机电枢回路的电流、电阻和电感; w_i 为系统的外扰不确定项; R_1 、 R_3 分别为左、右卷取机钢卷的半径, R_2 为主轧机工作辊的半径; E 为杨氏弹性模量; B 、 ρ 、 H 和 h 分别为带钢的宽度、密度以及入口和出口厚度; F_1 、 F_3 分别为主轧机两侧的带钢张力; M_z 为主轧机的轧制力矩; δ_0 、 χ_0 分别为自由轧制时的前滑、后滑系数; K_δ 、 K_χ 分别为张力对前滑、后滑的影响系数; A_1 、 A_2 分别为带钢轧制前后的截面积.

注1 式(1)~(3)中的张力模型是根据卷取机与主轧机间的速度差,并结合相关轧制理论得到的;而速度模型是根据直流电机转矩平衡方程

$$J_i \frac{d\omega_{di}}{dt} = M_{ei} - M_{Li} - M_{fi}$$

等价变换得到的.其中: ω_{di} 为电机角速度, $M_{ei} = K_i I_i$ 为电磁转矩, M_{Li} 为负载转矩, $M_{fi} = B_{ui} \omega_{di}$ 为摩擦力矩,下脚标 $i=1,2,3$ 分别表示左卷取机、主轧机和右卷取机的相关参数.

1.2 控制问题提出

本文的控制目标是实现可逆冷带轧机左、右卷取机张力和主轧机速度对系统给定值 F_1^*, V_2^* 和 F_3^* 的渐近跟踪控制,即: $F_1 \rightarrow F_1^*, V_2 \rightarrow V_2^*$ 和 $F_3 \rightarrow F_3^*$. 但由式(1)~(3)中系统状态变量间的相互关系可以看出,可逆冷带轧机的速度和张力之间存在耦合,且在实际轧制生产过程中,系统模型中还存在着摄动参数 B_{ui} 和外扰不确定项 w_i 的影响.因此,从控制理论的角度看,系统(1)~(3)的控制问题即为:1)设计参数估计器,实现对系统模型中摄动参数 B_{ui} 的自适应估计;2)设计干扰观测器,实现对系统模型中外扰不确定项 w_i 的动态观测;3)设计系统控制器 u ,削弱可逆冷带轧机速度和张力间的耦合,并提高系统的协调控制能力.

2 速度张力系统参数估计器设计

根据 I&I 自适应方法设计系统(1)~(3)中摩擦系数 B_{ui} 的参数估计器.首先定义参数估计误差

$$z_i = \hat{B}_{ui} - B_{ui} + \delta_i(V_i). \quad (4)$$

其中: $\hat{B}_{ui} + \delta_i(V_i)$ 为 B_{ui} 的估计值, $\delta_i(V_i)$ 为待设计的调节函数.

将参数估计误差 z_i 所对应的流形面定义为

$$M_i = \{(V_i, \hat{B}_{ui}) \in R^2 | \hat{B}_{ui} - B_{ui} + \delta_i(V_i) = 0\}. \quad (5)$$

通过设计合适的参数自适应律 $\dot{\hat{B}}_{ui}$ 和调节函数 $\delta_i(V_i)$ 使得流形面 M_i 具有不变性和吸引性,进而保证估计误差 z_i 在 M_i 上能够以指数规律收敛至原点.

假设相对于参数估计器的动态特性,摩擦系数 B_{ui} 的变化是缓慢的,即 $\dot{B}_{ui} \approx 0$,则求式(4)的时间导数,有

$$\dot{z}_i = \dot{\hat{B}}_{ui} + \frac{\partial \delta_i(V_i)}{\partial V_i} \dot{V}_i. \quad (6)$$

结合式(1)~(3),则摩擦系数 B_{ui} 的自适应律可设计为

$$\begin{aligned} \dot{\hat{B}}_{u1} &= -\frac{\partial \delta_1(V_1)}{\partial V_1} \left[\frac{K_1 R_1}{J_1 \eta_1} I_1 + \frac{R_1^2}{J_1 \eta_1^2} F_1 - \left(\frac{\hat{B}_{u1} + \delta_1(V_1)}{J_1} - \frac{\dot{R}_1}{R_1} \right) V_1 \right], \\ \dot{\hat{B}}_{u2} &= -\frac{\partial \delta_2(V_2)}{\partial V_2} \left[\frac{K_2 R_2}{J_2 \eta_2} I_2 + \frac{R_2^2}{J_2 \eta_2^2} (F_3 - F_1) - \right. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &\left. \frac{\hat{B}_{u2} + \delta_2(V_2)}{J_2} V_2 - \frac{M_z R_2}{J_2 \eta_2^2} \right], \\ \dot{\hat{B}}_{u3} &= -\frac{\partial \delta_3(V_3)}{\partial V_3} \left[\frac{K_3 R_3}{J_3 \eta_3} I_3 - \frac{R_3^2}{J_3 \eta_3^2} F_3 - \left(\frac{\hat{B}_{u3} + \delta_3(V_3)}{J_3} - \frac{\dot{R}_3}{R_3} \right) V_3 \right]. \end{aligned} \quad (7)$$

将式(4)中的调节函数 $\delta_i(V_i)$ 设计为

$$\delta_i(V_i) = -\frac{1}{2} \sigma_i V_i^2, \quad \sigma_i > 0. \quad (8)$$

构造函数 $\psi_1 = \sum_{i=1}^3 \frac{1}{2} z_i^2$, 并求其时间导数,有

$$\dot{\psi}_1 = \sum_{i=1}^3 z_i \frac{\partial \delta_i(V_i)}{\partial V_i} \left(\frac{z_i}{J_i} V_i \right) = \sum_{i=1}^3 -\frac{\sigma_i z_i^2 V_i^2}{J_i} \leq 0. \quad (9)$$

由式(9)可知,参数估计误差 z_i 是渐近稳定的,且能够以指数规律的形式单调收敛至原点,即

$$\lim_{t \rightarrow \infty} z_i = \lim_{t \rightarrow \infty} \hat{B}_{ui} - B_{ui} + \delta_i(V_i) = 0;$$

同时,参数估计误差 z_i 所对应的流形面 M_i 是不变且吸引的.

3 速度张力系统控制器设计

可逆冷带轧机速度张力系统(1)~(3)中含速度张力外环和电流内环.对此,本节基于 Backstepping 方法完成系统控制器的设计,其控制框图如图2所示.

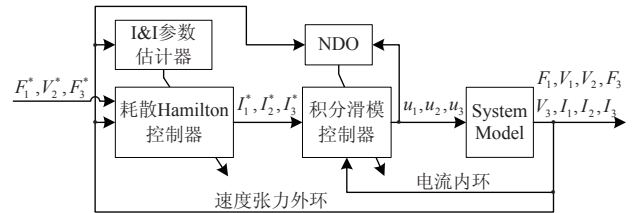


图2 可逆冷带轧机速度张力系统控制框图

3.1 速度张力外环耗散Hamilton模型

由式(1)~(3)整理出系统速度张力外环的数学模型

$$\begin{cases} \dot{F}_1 = \frac{EA_1}{L} [V_2(1 - \chi_0(1 + K_\chi F_1)) - V_1], \\ \dot{V}_1 = \frac{K_1 R_1}{J_1 \eta_1} I_1 + \frac{R_1^2}{J_1 \eta_1^2} F_1 - \left(\frac{B_{u1}}{J_1} - \frac{\dot{R}_1}{R_1} \right) V_1 \\ \dot{V}_2 = \frac{K_2 R_2}{J_2 \eta_2} I_2 + \frac{R_2^2}{J_2 \eta_2^2} (F_3 - F_1) - \left(\frac{B_{u2}}{J_2} V_2 - \frac{M_z R_2}{J_2 \eta_2^2} \right), \\ \dot{F}_3 = \frac{EA_2}{L} [V_3 - V_2(1 + \delta_0(1 + K_\delta F_3))], \\ \dot{V}_3 = \frac{K_3 R_3}{J_3 \eta_3} I_3 - \frac{R_3^2}{J_3 \eta_3^2} F_3 - \left(\frac{B_{u3}}{J_3} - \frac{\dot{R}_3}{R_3} \right) V_3. \end{cases} \quad (10)$$

将速度张力外环(10)的状态向量、输入向量和输出向量分别定义为

$$x = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4 \ x_5]^T = [F_1 \ V_1 \ V_2 \ F_3 \ V_3]^T,$$

$$\mathbf{I} = [I_1 \ I_2 \ I_3]^T, \mathbf{y} = [F_1 \ V_2 \ F_3]^T.$$

对速度张力外环(10)进行预反馈控制, 以将其描述为耗散 Hamilton 模型的形式. 选择

$$\mathbf{I}(\mathbf{x}) = \boldsymbol{\alpha}(\mathbf{x}) + \widehat{\mathbf{I}}(\mathbf{x}). \quad (11)$$

其中

$$\boldsymbol{\alpha}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} \frac{J_1 \eta_1}{K_1 R_1} \left(-\frac{R_1^2}{J_1 \eta_1^2} + \frac{EA_1}{L} \right) x_1 \\ \frac{J_2 \eta_2}{K_2 R_2} \left[\left(\frac{R_2^2}{J_2 \eta_2^2} - \frac{EA_1}{L} (1 - \chi_0) \right) x_1 + \left(-\frac{R_2^2}{J_2 \eta_2^2} + \frac{EA_2}{L} (1 + \delta_0) \right) x_4 \right] \\ \frac{J_3 \eta_3}{K_3 R_3} \left(\frac{R_3^2}{J_3 \eta_3^2} - \frac{EA_2}{L} \right) x_4 \end{bmatrix},$$

$\widehat{\mathbf{I}}(\mathbf{x})$ 为新的控制输入.

选取速度张力外环(10)的 Hamilton 能量函数

$$\mathbf{H}(\mathbf{x}) = \frac{1}{2} \mathbf{x}^T \mathbf{x} = \frac{1}{2} (x_1^2 + x_2^2 + x_3^2 + x_4^2 + x_5^2), \quad (12)$$

则速度张力外环(10)的耗散 Hamilton 模型描述为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = [\mathbf{J}(\mathbf{x}) - \mathbf{R}(\mathbf{x})] \frac{\partial \mathbf{H}(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} - \mathbf{U} + \mathbf{g}_1(\mathbf{x}) \widehat{\mathbf{I}}(\mathbf{x}), \\ \mathbf{y} = \mathbf{g}_2(\mathbf{x}) \frac{\partial \mathbf{H}(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}}. \end{cases} \quad (13)$$

其中: $\mathbf{J}(\mathbf{x})$ 为反对称矩阵, $\mathbf{R}(\mathbf{x})$ 为正定对称矩阵, \mathbf{U} 为常数矩阵, $\mathbf{g}_1(\mathbf{x})$ 和 $\mathbf{g}_2(\mathbf{x})$ 分别为系数矩阵. 具体如下:

$$\mathbf{J}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{EA_1}{L} & \frac{EA_1}{L} (1 - \chi_0) \\ \frac{EA_1}{L} & 0 & 0 \\ -\frac{EA_1}{L} (1 - \chi_0) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{EA_2}{L} (1 + \delta_0) \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \rightarrow$$

$$\leftarrow \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{EA_2}{L} (1 + \delta_0) & 0 \\ 0 & \frac{EA_2}{L} \\ -\frac{EA_2}{L} & 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{g}_1(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ \frac{K_1 R_1}{J_1 \eta_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{K_2 R_2}{J_2 \eta_2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{K_3 R_3}{J_3 \eta_3} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{R}(\mathbf{x}) = \text{diag} \left\{ \frac{EA_1}{L} \chi_0 K_\chi x_3, \frac{B_{u1}}{J_1} - \frac{\dot{R}_1}{R_1}, \frac{B_{u2}}{J_2}, \frac{EA_2}{L} \delta_0 K_\delta x_3, \frac{B_{u3}}{J_3} - \frac{\dot{R}_3}{R_3} \right\},$$

$$\mathbf{g}_2(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T, \mathbf{U} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{M_z R_2}{J_2 \eta_2^2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

3.2 速度张力外环耗散 Hamilton 控制器设计

将式(10)中各状态变量期望的平衡点取为

$$\mathbf{x}^* = [F_1^* \ V_1^* \ V_2^* \ F_3^* \ V_3^*]^T. \quad (14)$$

其中

$$V_1^* = V_2^* [1 - \chi_0 (1 + K_\chi F_1^*)],$$

$$V_3^* = V_2^* [1 + \delta_0 (1 + K_\delta F_3^*)].$$

考虑到所选取的能量函数(12)在期望的平衡点 \mathbf{x}^* 处不为极小值, 因而需要对其进行整形. 取期望的 Hamilton 能量函数

$$\mathbf{H}_d(\mathbf{x}) = \frac{1}{2} (\mathbf{x} - \mathbf{x}^*)^T (\mathbf{x} - \mathbf{x}^*). \quad (15)$$

在 $\mathbf{x} = \mathbf{x}^*$ 处, 由 $\frac{\partial \mathbf{H}_d(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} = 0$ 和 $\frac{\partial^2 \mathbf{H}_d(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}^2} \geq 0$ 可知, 速度张力外环(10)在平衡点 \mathbf{x}^* 处是稳定的.

进一步, 将系统速度张力外环(10)中的耦合项看成外扰, 通过互联和阻尼配置以及能量整形方法设计出鲁棒性较强的耗散 Hamilton 控制器, 以削弱耦合项对系统性能的影响. 选择

$$\mathbf{J}_a(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} 0 & j_{12} & j_{13} & j_{14} & j_{15} \\ -j_{12} & 0 & j_{23} & j_{24} & j_{25} \\ -j_{13} & -j_{23} & 0 & j_{34} & j_{35} \\ -j_{14} & -j_{24} & -j_{34} & 0 & j_{45} \\ -j_{15} & -j_{25} & -j_{35} & -j_{45} & 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{R}_a(\mathbf{x}) = \text{diag}[r_{11} \ r_{22} \ r_{33} \ r_{44} \ r_{55}]. \quad (16)$$

其中: $j_{mn} (m \neq n)$ 和 r_{mm} 分别为待设计的互联和阻尼系数; $m = 1, 2, \dots, 5, n = 1, 2, \dots, 5$; $\mathbf{J}_d(\mathbf{x})$ 和 $\mathbf{R}_d(\mathbf{x})$ 为期望的互联和阻尼矩阵, 满足

$$\begin{cases} \mathbf{J}_d(\mathbf{x}) = \mathbf{J}(\mathbf{x}) + \mathbf{J}_a(\mathbf{x}) = -\mathbf{J}_d^T(\mathbf{x}), \\ \mathbf{R}_d(\mathbf{x}) = \mathbf{R}(\mathbf{x}) + \mathbf{R}_a(\mathbf{x}). \end{cases} \quad (17)$$

设计适当的控制器 $\widehat{\mathbf{I}}(\mathbf{x})$, 使得下式定义的偏微分方程成立:

$$\begin{aligned} & [\mathbf{J}(\mathbf{x}) - \mathbf{R}(\mathbf{x})] \frac{\partial \mathbf{H}(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} - \mathbf{U} + \mathbf{g}_1(\mathbf{x}) \widehat{\mathbf{I}}(\mathbf{x}) = \\ & [\mathbf{J}_d(\mathbf{x}) - \mathbf{R}_d(\mathbf{x})] \frac{\partial \mathbf{H}_d(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}}. \end{aligned} \quad (18)$$

将相关参数代入式(18), 可以得出

$$\begin{cases} j_{12} = j_{14} = j_{15} = j_{24} = j_{45} = r_{11} = r_{44} = 0, \\ j_{13} = -\frac{EA_1}{L} \chi_0 K_\chi x_1^*, \quad j_{34} = \frac{EA_2}{L} \delta_0 K_\delta x_4^*. \end{cases} \quad (19)$$

控制器 $\widehat{\mathbf{I}}(\mathbf{x})$ 可设计为

$$\widehat{\mathbf{I}}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} \frac{J_1\eta_1}{K_1R_1} \left[\left(\frac{B_{u1}}{J_1} - \frac{\dot{R}_1}{R_1} \right) x_2^* - \frac{EA_1}{L} x_1^* - r_{22}e_2 + j_{23}e_3 + j_{25}e_5 \right] \\ \frac{J_2\eta_2}{K_2R_2} \left[\frac{EA_1}{L} (1-\chi_0)x_1^* + \frac{B_{u2}}{J_2} x_3^* - \frac{EA_2}{L} (1+\delta_0)x_4^* + \frac{M_zR_2}{J_2\eta_2^2} - j_{13}e_1 - j_{23}e_2 - r_{33}e_3 + j_{34}e_4 + j_{35}e_5 \right] \\ \frac{J_3\eta_3}{K_3R_3} \left[\frac{EA_2}{L} x_4^* + \left(\frac{B_{u3}}{J_3} - \frac{\dot{R}_3}{R_3} \right) x_5^* - j_{25}e_2 - j_{35}e_3 - r_{55}e_5 \right] \end{bmatrix}. \quad (20)$$

其中 $\mathbf{e} = [e_1 \ e_2 \ e_3 \ e_4 \ e_5]^T = \mathbf{x} - \mathbf{x}^*$.

综合式(7)、(8)、(11)和(20),系统速度张力外环(10)的耗散Hamilton控制器可设计为

$$\mathbf{I}(\mathbf{x}, \hat{\mathbf{B}}_{\mathbf{u}} + \boldsymbol{\delta}) = \begin{bmatrix} \frac{J_1\eta_1}{K_1R_1} \left[\left(\frac{\hat{B}_{u1} + \delta_1(V_1)}{J_1} - \frac{\dot{R}_1}{R_1} \right) x_2^* - \frac{R_1^2}{J_1\eta_1^2} x_1 + \frac{EA_1}{L} e_1 - r_{22}e_2 + j_{23}e_3 + j_{25}e_5 \right] \\ \frac{J_2\eta_2}{K_2R_2} \left[\frac{R_2^2}{J_2\eta_2^2} (x_1 - x_4) + \frac{(\hat{B}_{u2} + \delta_2(V_2))}{J_2} x_3^* + \frac{M_zR_2}{J_2\eta_2^2} - \left(\frac{EA_1}{L} (1-\chi_0) + j_{13} \right) e_1 - j_{23}e_2 - r_{33}e_3 + \left(\frac{EA_2}{L} (1+\delta_0) + j_{34} \right) e_4 + j_{35}e_5 \right] \\ \frac{J_3\eta_3}{K_3R_3} \left[\left(\frac{\hat{B}_{u3} + \delta_3(V_3)}{J_3} - \frac{\dot{R}_3}{R_3} \right) x_5^* + \frac{R_3^2}{J_3\eta_3^2} x_4 - \frac{EA_2}{L} e_4 - j_{25}e_2 - j_{35}e_3 - r_{55}e_5 \right] \end{bmatrix}. \quad (21)$$

此时,将所设计的控制器(21)代入系统速度张力外环(10),可以得出

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= [\mathbf{J}(\mathbf{x}) - \mathbf{R}(\mathbf{x})] \frac{\partial \mathbf{H}(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} - \mathbf{U} + \mathbf{g}_1(\mathbf{x}) \widehat{\mathbf{I}}(\mathbf{x}, \hat{\mathbf{B}}_{\mathbf{u}} + \boldsymbol{\delta}) \\ &= [\mathbf{J}(\mathbf{x}) - \mathbf{R}(\mathbf{x})] \frac{\partial \mathbf{H}(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} - \mathbf{U} + \mathbf{g}_1(\mathbf{x}) [\widehat{\mathbf{I}}(\mathbf{x}) + \widehat{\mathbf{I}}(\mathbf{x}, \hat{\mathbf{B}}_{\mathbf{u}} + \boldsymbol{\delta}) - \widehat{\mathbf{I}}(\mathbf{x})] \\ &= [\mathbf{J}_d(\mathbf{x}) - \mathbf{R}_d(\mathbf{x})] \frac{\partial \mathbf{H}_d(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} + \mathbf{g}_1(\mathbf{x}) \Delta \widehat{\mathbf{I}}(\mathbf{z}), \end{aligned} \quad (22)$$

其中

$$\Delta \widehat{\mathbf{I}}(\mathbf{z}) = \begin{bmatrix} \frac{\eta_1 x_2^*}{K_1 R_1} z_1 & \frac{\eta_2 x_3^*}{K_2 R_2} z_2 & \frac{\eta_3 x_5^*}{K_3 R_3} z_3 \end{bmatrix}^T.$$

构造系统速度张力外环(10)的能量函数 $\Psi_2 = \mathbf{H}_d(\mathbf{x}) + \Psi_1$, 并求其时间导数

$$\begin{aligned} \dot{\Psi}_2 &= \frac{\partial^T \mathbf{H}_d(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} [\mathbf{J}_d(\mathbf{x}) - \mathbf{R}_d(\mathbf{x})] \frac{\partial \mathbf{H}_d(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} + \frac{\partial^T \mathbf{H}_d(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{g}_1(\mathbf{x}) \Delta \widehat{\mathbf{I}}(\mathbf{z}) + \sum_{i=1}^3 z_i \dot{z}_i = \\ &= \frac{\partial^T \mathbf{H}_d(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{R}_d(\mathbf{x}) \frac{\partial \mathbf{H}_d(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} + \sum_{i=1}^3 \left[\frac{V_i^*}{J_i} (V_i - V_i^*) + \dot{z}_i \right] z_i. \end{aligned} \quad (23)$$

由于 $\lim_{t \rightarrow \infty} z_i = 0$, 可知

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \dot{\Psi}_2 = - \frac{\partial^T \mathbf{H}_d(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{R}_d(\mathbf{x}) \frac{\partial \mathbf{H}_d(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} \leq 0, \quad (24)$$

即系统速度张力外环(10)在所设计控制器(21)的作用下是渐近稳定的.

3.3 电流内环积分滑模控制器设计

由式(1)~(3)整理出系统电流内环的数学模型

$$\dot{I}_i = \frac{Ks_i}{l_i} u_i - \frac{K_i \eta_i}{l_i R_i} V_i - \frac{r_i}{l_i} I_i + w_i. \quad (25)$$

针对式(25)中外扰不确定项 w_i , 设计如下NDO对其进行动态观测:

$$\begin{aligned} \hat{w}_i &= Z_i + q_i I_i, \\ \dot{Z}_i &= q_i \left(-q_i I_i + \frac{K_i \eta_i}{l_i R_i} V_i + \frac{r_i}{l_i} I_i - \frac{Ks_i}{l_i} u_i \right) - q_i Z_i. \end{aligned} \quad (26)$$

其中: \hat{w}_i 为 w_i 的观测值, q_i 为待设计的NDO增益.

定义NDO的观测误差

$$\tilde{w}_i = w_i - \hat{w}_i. \quad (27)$$

假设相对于NDO的动态特性, w_i 的变化是缓慢的, 即 $\dot{w}_i \approx 0$, 则NDO观测误差的动态方程为

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{w}}_i &= -\dot{Z}_i - q_i \tilde{I}_i = \\ &= q_i (Z_i + q_i I_i) - q_i \left(\dot{I}_i + \frac{K_i \eta_i}{l_i R_i} V_i + \frac{r_i}{l_i} I_i - \frac{Ks_i}{l_i} u_i \right) = \\ &= -q_i \tilde{w}_i. \end{aligned} \quad (28)$$

进一步, 基于Backstepping方法, 选择式(21)作为电流内环(25)的给定值, 即 $\mathbf{I}(\mathbf{x}, \hat{\mathbf{B}}_{\mathbf{u}} + \boldsymbol{\delta}) = \mathbf{I}^*$, 并将电流内环的跟踪误差定义为

$$e_{I_i} = I_i^* - I_i. \quad (29)$$

为提高电流内环(25)的跟踪精度和鲁棒稳定性, 同时削弱系统抖振, 选用了积分滑模面

$$S_i = e_{I_i} + k_i \int e_{I_i} dt, \quad (30)$$

其中 k_i 为待设计的正常数.

求式(30)的时间导数,并结合式(26)和(29),电流内环(25)的控制器可设计为

$$u_i = \frac{l_i}{K_{S_i}} \left[\dot{I}_i^* + \frac{K_i \eta_i}{l_i R_i} V_i + \frac{r_i}{l_i} I_i + k_i e_{I_i} + c_i S_i - \hat{w}_i + \lambda_i \operatorname{sgn}(S_i) \right], \quad (31)$$

其中 c_i 和 λ_i 为待设计的正常数,且满足 $\lambda_i \geq |\hat{w}_i|$. 此时,选择电流内环(25)的 Lyapunov 函数

$$\Psi_3 = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^3 (S_i^2 + \tilde{w}_i^2). \quad (32)$$

求式(32)的时间导数,并将式(28)和(31)代入,得

$$\begin{aligned} \dot{\Psi}_3 &= \sum_{i=1}^3 [S_i(\dot{I}_i^* - \dot{I}_i + k_i e_{I_i}) - q_i \tilde{w}_i^2] = \\ &= \sum_{i=1}^3 [S_i(-\tilde{w}_i - \lambda_i \operatorname{sgn}(S_i) - c_i S_i) - q_i \tilde{w}_i^2] \leq \\ &= - \sum_{i=1}^3 (c_i S_i^2 + q_i \tilde{w}_i^2) \leq 0, \end{aligned} \quad (33)$$

即系统电流内环(25)在所设计控制器(31)的作用下是渐近稳定的.

综合上述对可逆冷带轧机速度张力多变量耦合系统(1)~(3)控制器的设计步骤,选取 Lyapunov 函数 $\Psi = \Psi_2 + \Psi_3$, 并求其时间导数

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \dot{\Psi} \leq - \frac{\partial^T \mathbf{H}_d(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{R}_d(\mathbf{x}) \frac{\partial \mathbf{H}_d(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} - \sum_{i=1}^3 (c_i S_i^2 + q_i \tilde{w}_i^2) \leq 0, \quad (34)$$

则可逆冷带轧机速度张力系统(1)~(3)在所设计控制器(21)和(31)的作用下是渐近稳定的,且由式(34)可进一步推导出 $\dot{\Psi} \leq -r_{d11} e_1^2$, 即

$$\int r_{d11} e_1^2 dt \leq \Psi(0) - \Psi(\infty). \quad (35)$$

由此可知 Ψ 是非增的,且由于 $\Psi(0)$ 有界, Ψ 也有界,进而根据 Barbalat 引理可得

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e_1 = 0. \quad (36)$$

同理

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e_p = \lim_{t \rightarrow \infty} e_{I_i} = 0, \quad p = 2, 3, \dots, 5.$$

即可逆冷带轧机速度张力系统(1)~(3)在所设计控制器(21)和(31)的作用下能够实现对速度和张力的渐近跟踪控制.

4 仿真研究

本节选用某 1 422 mm 可逆冷带轧机速度张力系统某一道次的实际轧制参数,将本文所提方法与文献[8]提出的分散重叠控制方法进行仿真对比研究. 轧

制参数具体如下: J_1, J_3 的初始值分别为 3 347 kg·m², 406.7 kg·m²; R_1, R_3 的初始值分别为 0.89 m, 0.255 m; δ_0, χ_0 的初始值分别为 0.065, 0.182; K_δ, K_χ 的标称值分别为 5×10^{-8} , 6.511×10^{-8} ; B_{ui} 的标称值分别为 $B_{u1} = B_{u3} = 0.3014$, $B_{u2} = 0.5699$. 其他参数如下:

$$R_2 = 0.20635 \text{ m};$$

$$J_2 = 1\,274.5 \text{ kg} \cdot \text{m}^2;$$

$$M_z = 25 \text{ kN} \cdot \text{m};$$

$$B = 1.25 \text{ m};$$

$$E = 2.508 \times 10^9 \text{ N/m}^2;$$

$$r_1 = r_3 = 0.02097 \Omega, \quad r_2 = 0.01591 \Omega;$$

$$H = 2.06 \times 10^{-3} \text{ m}, \quad h = 1.582 \times 10^{-3} \text{ m};$$

$$\eta_1 = \eta_3 = 1.807, \quad \eta_2 = 1;$$

$$L = 3 \text{ m};$$

$$l_1 = l_3 = 1.383 \times 10^{-3} \text{ H}, \quad l_2 = 1.278 \times 10^{-3} \text{ H};$$

$$K_{S1} = K_{S3} = 108, \quad K_{S2} = 135;$$

$$K_1 = K_3 = 23.6749 \text{ N} \cdot \text{m/A},$$

$$K_2 = 32.6089 \text{ N} \cdot \text{m/A}.$$

本文所设计控制器的主要参数取为:

$$\sigma_1 = 1\,400, \quad \sigma_2 = 300, \quad \sigma_3 = 120;$$

$$r_{22} = 10^8, \quad r_{33} = 10^{14}, \quad r_{55} = 10^8;$$

$$j_{23} = j_{25} = j_{35} = 0.1;$$

$$q_1 = 10, \quad q_2 = q_3 = 30;$$

$$k_1 = 7, \quad k_2 = 600, \quad k_3 = 8.$$

为便于仿真研究,假定系统(1)~(3)中的摩擦系数 B_{ui} 在 $t = 9$ s 时刻发生摄动,变为 $1.2B_{ui}$; 带钢来料厚度波动所引起的主轧机轧制过程中的负载扰动 $\Delta M_z = 2\,500 \sin(10t) \text{ N} \cdot \text{m}$ (即在系统负载 $\pm 10\%$ 的范围内变化). 此外,不失一般性,模拟某 1 422 mm 可逆冷带轧机某一道次的轧制工序:首先在 $0 \sim 2.5$ s 时间内分别将左卷取机张力升至 100 kN,右卷取机张力升至 120 kN,以建立主轧机两侧带钢张力;然后在 $2.5 \sim 5$ s 时间内将主轧机轧制速度升至 3.5 m/s 后开始正常的轧制生产;在 $t = 6$ s 时刻,分别将左卷取机张力升至 120 kN,右卷取机张力升至 140 kN;在 $t = 9$ s 时刻,将主轧机轧制速度升至 4 m/s.

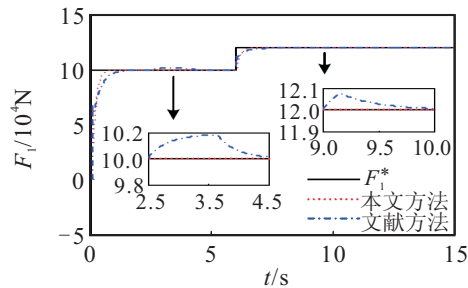
注 2 在可逆冷带轧机的轧制生产过程中,若主轧机的轧制速度变化过快,则容易对轧机设备造成冲击,甚至会造成断带,中断轧制过程.为此,本文对主轧机轧制速度的斜率进行了限制: $a_{\max, \min} = \pm 3 \text{ m/s}^2$.

图 3 为可逆冷带轧机速度张力系统协调控制曲

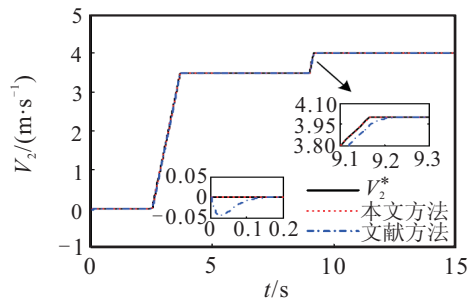
线比较.由图3(a)~图3(c)可以看出:本文所提出方法实现了 F_1 、 V_2 和 F_3 间的解耦和协调控制,且3个输出变量的响应速度快、控制精度高、抗干扰能力强;在分散重叠控制方法的作用下,输出变量 F_1 、 V_2 和 F_3 虽具有较好的动态性能和较强的鲁棒稳定性,但当

左、右卷取机张力子系统或主轧机速度子系统的给定值发生变化时, F_1 、 V_2 和 F_3 之间仍存在一定的相互耦合影响,进而不利于可逆冷带轧机速度和张力控制精度的提高.由图3(b)、图3(d)和图3(e)可以看出:在稳态轧制阶段,主轧机的轧制速度高于左卷取机速度而低于右卷取机速度,使得主轧机两侧产生带钢张力,便于轧制过程的顺利进行;另外,在本文所提出方法的作用下,左、右卷取机动态响应迅速,运行平稳,无超调.

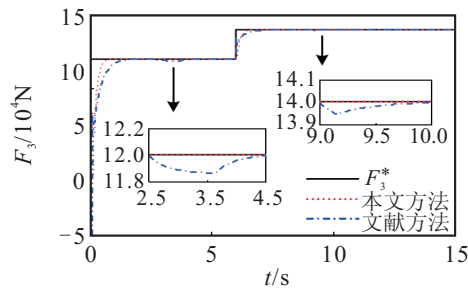
图4为摩擦系数 B_{ui} 的估计值和估计误差曲线.可以看出,所设计的参数估计器对摩擦系数 B_{ui} 实现了有效估计,进而可以将估计值引入所设计的控制器中进行补偿,以使系统能够根据摄动参数的变化自行调整.



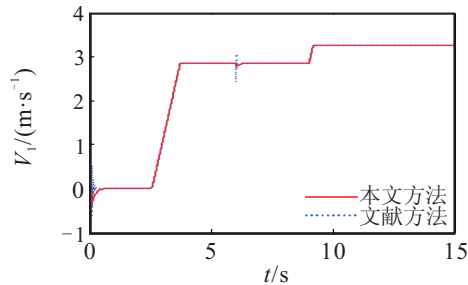
(a) 左卷取机张力控制曲线比较



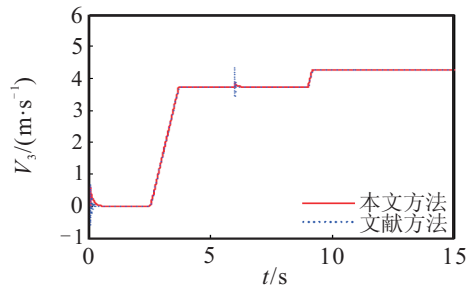
(b) 主轧机速度控制曲线比较



(c) 右卷取机张力控制曲线比较

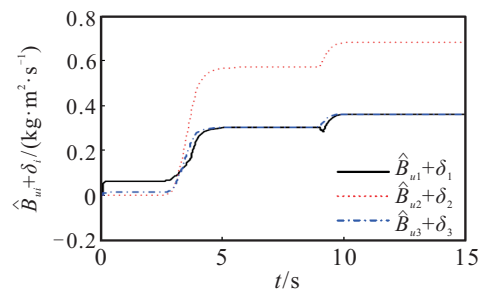


(d) 左卷取机速度响应曲线比较

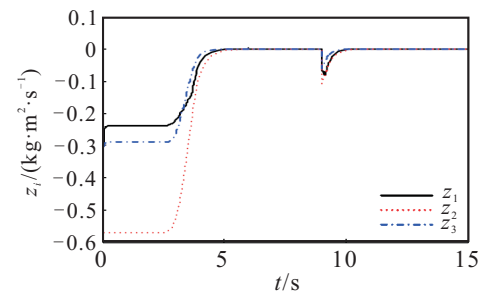


(e) 右卷取机速度响应曲线比较

图3 可逆冷带轧机速度张力系统协调控制曲线比较



(a) 摩擦系数 B_{ui} 的估计值



(b) 摩擦系数 B_{ui} 的估计误差

图4 摩擦系数 B_{ui} 的估计值及估计误差曲线

5 结论

本文采用I&I自适应方法设计出可逆冷带轧机速度张力系统中摄动参数 B_{ui} 的参数估计器,并使其参数估计误差 z_i 能够以指数规律的形式单调收敛至原点;通过预反馈控制建立了系统速度张力外环的耗散Hamilton模型,并利用互联和阻尼配置以及能量整形方法设计出鲁棒性较强的耗散Hamilton控制器,削弱了耦合项对系统性能的影响;此外,选用NDO对系统电流内环的外扰不确定项 w_i 进行了有效的动态观测,并将观测值引入基于Backstepping设计的积分滑模控制器中进行补偿,有效地提高了系统的控制精度;与文献[8]提出的分散重叠控制方法相比,本文在控制器的设计过程中未用到任何线性化方法,且所设计的控制器结构简单、调节参数少;而基于

某 1422 mm 可逆冷带轧机速度张力系统实际数据的仿真结果进一步验证了本文方法具有更好的动、静态性能, 以及解耦和协调控制能力.

参考文献(References)

- [1] Geddes E J M, Postlethwaite I. Improvements in product quality in tandem cold rolling using robust multivariable control[J]. IEEE Trans on Control Systems Technology, 1998, 6(2): 257-269.
- [2] Jiang Z Y, Wei D, Tieu A K. Analysis of cold rolling of ultra thin strip[J]. J of Materials Processing Technology, 2009, 209(9): 4584-4589.
- [3] Li S Z, Yin Y D, Xu J, et al. Numerical simulation of continuous tension leveling process of thin strip steel and its application[J]. J of Iron and Steel Research, Int, 2007, 14(6): 8-13.
- [4] Liu G M, Di H S, Zhou C L, et al. Tension and thickness control strategy analysis of two stands reversible cold rolling mill[J]. J of Iron and Steel Research, Int, 2012, 19(10): 20-25.
- [5] He J B, He Y Y, Guo S, et al. Tension robust control strategy based on self-optimizing algorithm[J]. WSWAS Trans on Systems and Control, 2009, 4(3): 151-161.
- [6] He J J, Yu S Y, Zhong J. Decoupling control of tension based on pole assignment for temper mill[J]. Control Theory & Applications, 2003, 20(2): 244-248.
- [7] 刘国海, 刘平原, 沈跃, 等. 两电机变频调速系统的神经网络广义逆解耦控制[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(36): 98-102.
(Liu G H, Liu P Y, Shen Y, et al. Neural network generalized inverse decoupling control of two-motor variable frequency speed-regulating system[J]. Proc of the CSEE, 2008, 28(36): 98-102.)
- [8] 刘礼新, 方一鸣, 李建雄, 等. 可逆冷带轧机速度张力系统的分散重叠控制[J]. 控制理论与应用, 2011, 28(5): 675-680.
(Liu L X, Fang Y M, Li J X, et al. Decentralized overlapping control for speed and tension in reversing cold-strip mill[J]. Control Theory & Applications, 2011, 28(5): 675-680.)
- [9] 彭志辉, 马光, 周晨. 经纱张力速度分散控制[J]. 纺织学报, 2011, 32(10): 127-133.
(Peng Z H, Ma G, Zhou C. Tension and velocity decentralized control of let-off system[J]. J of Textile Research, 2011, 32(10): 127-133.)
- [10] 刘乐, 方一鸣, 李建雄, 等. 可逆冷带轧机速度张力多变量耦合系统的建模及分散控制[J]. 控制理论与应用, 2014, 31(1): 42-48.
(Liu L, Fang Y M, Li J X, et al. Modeling and decentralized control for the speed and tension multivariable coupling system of reversible cold strip mill[J]. Control Theory & Applications, 2014, 31(1): 42-48.)
- [11] Astolfi A, Ortega R. Immersion and Invariance: A new tool for stabilization and adaptive control of nonlinear systems[J]. IEEE Trans on Automatic Control, 2003, 48(4): 590-606.
- [12] Liu X B, Ortega R, Su H Y, et al. On adaptive control of nonlinearly parameterized nonlinear systems: Towards a constructive procedure[J]. Systems & Control Letters, 2011, 60(1): 36-43.
- [13] Chen W H, Balance D J, Gawthrop P J, et al. A nonlinear disturbance observer for robotic manipulators[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2000, 47(4): 932-938.
- [14] 王玉振, 葛树志, 程代展. 广义 Hamilton 系统的观测器及基于观测器的 H_∞ 控制设计[J]. 中国科学: E 辑, 2004, 34(12): 1313-1328.
(Wang Y Z, Ge S Z, Cheng D Z. Designed for observers of the generalized Hamilton systems and H_∞ control based observers[J]. Science in China: Series E, 2004, 34(12): 1313-1328.)
- [15] 任丽娜, 刘福才, 焦晓红. 风力发电系统的 Hamilton 建模及其无速度传感器控制[J]. 控制理论与应用, 2012, 29(4): 457-464.
(Ren L N, Liu F C, Jiao X H. Hamilton modeling and speed-sensorless control for wind turbine systems[J]. Control Theory & Applications, 2012, 29(4): 457-464.)
- [16] 孙静, 张承慧, 裴文卉, 等. 考虑铁损的电动汽车用永磁同步电机 Hamilton 镇定控制[J]. 控制与决策, 2012, 27(12): 1899-1902.
(Sun J, Zhang C H, Pei W H, et al. Hamilton stabilizing control of permanent magnet synchronous motor considering iron loss for electric vehicle[J]. Control and Decision, 2012, 27(12): 1899-1902.)

(责任编辑: 孙艺红)