

文章编号: 1001-0920(2003)05-0522-05

板带钢平整机张力-速度解耦控制

贺建军¹, 喻寿益¹, 钟 掘²

(1. 中南大学 信息科学与工程学院, 湖南 长沙 410083; 2. 中南大学 机电工程学院, 湖南 长沙 410083)

摘要: 分析平整机产品质量存在的问题。从张力-速度系统的耦合动力学模型入手, 提出基于极点配置的解耦控制策略, 详细介绍解耦控制器设计的原理及实现方法。理论分析、计算机仿真和工业实验都表明, 该控制方法能实现对平整机前张力、后张力和工作辊速度的解耦控制, 降低了它们之间的相互耦合程度, 改善了系统的控制效果, 有利于提高带材产品的质量。

关键词: 极点配置; 平整机; 张力; 解耦控制

中图分类号: TP273

文献标识码: A

Tension-speed decoupling control of temper mill for plate-strip steel

HE Jian-jun¹, YU Shou-yi¹, ZHONG Jue²

(1. College of Information Science and Engineering, Central South University, Changsha 410083, China;

2. College of Mechanical and Electrical Engineering, Central South University, Changsha 410083, China)

Abstract: The defects in the product quality of temper mill are analyzed. A decoupling control strategy based on pole assignment is presented via the coupling dynamic model of tension-speed system. The design principle and realization of decoupling controller are expounded. The theoretic analysis, computer simulation and industrial experiment show that the strategy implements decoupling control among the forward tension, the backward tension and the stand velocity of temper mill. The method improves control performance and helps to raise product quality.

Key words: Pole assignment; Temper mill; Tension; Decoupling control

1 引言

平整机是生产汽车板、镀锡板、彩色板等高附加值钢带板材的关键设备。保证平整机板带材产品质量的关键在于确保轧制过程中轧制速度、前张力和后张力维持稳定, 否则带钢表面可能会出现明暗相间的振纹, 张力波动太大, 甚至造成断带, 中断轧制过程。通过对宝山钢铁集团公司冷轧厂 CM04 平整机的现场测试^[1,2]和分析可知: CM04 平整机正常轧制前先建立张力, 正常轧制时通过维持卷取机和开

卷机电枢电流恒定来实现对张力的间接控制; 轧辊速度控制采用典型的电流-速度双闭环直流调速系统进行调节。然而卷取机、工作辊和开卷机 3 个机电电子系统是分开设计的, 并未考虑正常轧制时各子系统在穿带后的耦合影响。实际上工作辊速度、前张力、后张力 3 个参数相互耦合、相互影响^[3,4], 有时前、后张力会产生强烈的耦合振动(见图 1), 导致轧件表面出现振纹。

本文从 CM04 平整机正常轧制时的张力-速度

收稿日期: 2002-05-22; 修回日期: 2002-09-23。

基金项目: 国家自然科学基金重点资助项目(59835170)。

作者简介: 贺建军(1966—), 男, 湖南宁乡人, 副教授, 博士生, 从事复杂机电系统耦合与解耦控制、大系统建模与优化控制等研究; 喻寿益(1940—), 男, 江西南昌人, 教授, 博士生导师, 从事计算机过程控制和自适应控制等研究。

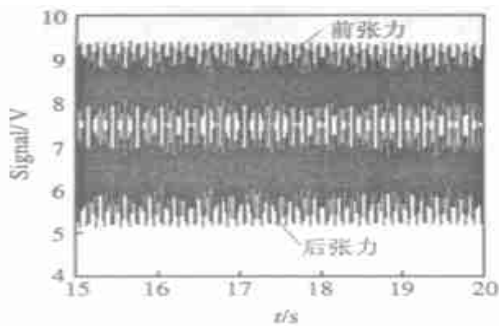


图 1 CM04 前、后张力现场测试结果

控制系统模型入手, 寻求一种基于极点配置的输出反馈解耦控制器^[5], 将工作辊速度、前张力、后张力解耦成 3 个独立的子系统, 然后按照各子系统的动、静态性能指标进行控制。仿真和工业实验表明, 本文设计的解耦控制器具有良好的控制效果。

2 张力-速度系统的物理和数学模型

2.1 物理模型

图 2 是 CM04 平整机轧制示意模型, 它主要由开卷机、工作辊和卷取机 3 个机电子系统组成。正常轧制时, 钢带将 3 个独立的子系统联成一体, 形成一个复杂的机电耦合系统。图中 u_k, u_g 和 u_j 表示电枢电压; L_k, L_g 和 L_j 表示电枢回路电感; R_k, R_g 和 R_j 表示电枢回路总电阻; v_k, v_g 和 v_j 表示线速度; 下标 k, g 和 j 分别表示开卷机、工作辊和卷取机; v_i 和 v_o 分别表示钢带的入口和出口速度; 定义钢带上与轧制方向相同的张力为前张力, 用 t_f 表示; 钢带上与轧制方向相反的张力为后张力, 用 t_b 表示。该系统功能生成部件由电动机直接驱动, 即传动比为 1。

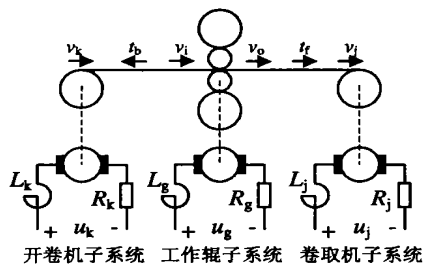


图 2 张力-速度系统的物理模型

2.2 数学模型

参照上述物理模型, 根据电枢电压和动力学平衡原理, 选取电枢电流和电动机转速作为独立状态变量, 则可以写出开卷机子系统、工作辊子系统和卷取机子系统的电压和力学平衡方程式^[6] 分别为

$$\begin{cases} L_k \frac{di_k}{dt} + R_k i_k + K_{ek} n_k = u_k \\ \frac{GD_k^2}{375} \frac{dn_k}{dt} + f_k n_k - r_k t_b - r_k t_f = K_{mk} i_k \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} L_g \frac{di_g}{dt} + R_g i_g + K_{eg} n_g = u_g \\ \frac{GD_g^2}{375} \frac{dn_g}{dt} + f_g n_g + r_g t_b - r_g t_f = K_{mg} i_g \\ L_j \frac{di_j}{dt} + R_j i_j + K_{ej} n_j = u_j \\ \frac{GD_j^2}{375} \frac{dn_j}{dt} + f_j n_j + r_j t_f = K_{mj} i_j \end{cases} \quad (2)$$

$$\begin{cases} L_j \frac{di_j}{dt} + R_j i_j + K_{ej} n_j = u_j \\ \frac{GD_j^2}{375} \frac{dn_j}{dt} + f_j n_j + r_j t_f = K_{mj} i_j \end{cases} \quad (3)$$

式中: i 表示电流, n 表示电动机转速, GD^2 表示电动机转子和传动部件的总转动惯量, f 表示转动部分的粘性摩擦系数, r 表示钢卷或轧辊半径, K_e 表示电动机势系数, K_m 表示电磁转矩系数。

根据轧制理论, 如果在轧件长度方向上存在着速度差, 使得轧件上不同部位处的金属有相对位移, 则会产生张力。因此 CM04 平整机轧制系统前、后张力的变化量可表示为^[7]。

$$\begin{cases} \frac{dt_f}{dt} = \frac{A_f E}{L_f} (v_j - v_o) \\ \frac{dt_b}{dt} = \frac{A_b E}{L_b} (v_i - v_k) \end{cases} \quad (4)$$

式中: E 表示金属的弹性模量, A_f 表示出口带钢的横切面积; A_b 表示入口带钢的横切面积, L_f 表示工作辊与卷取机之间带钢的长度, L_b 表示开卷机与工作辊之间带钢的长度。

将式(4) 中的 v_j, v_o, v_i 和 v_k 用独立状态变量 n_j, n_g 和 n_k 表示, 则式(4) 可写成

$$\begin{cases} \frac{dt_f}{dt} = \frac{A_f E r_j}{L_f} n_j - \frac{A_f E r_g (1 + S_f)}{L_f} n_g \\ \frac{dt_b}{dt} = \frac{A_b E r_g (1 - S_b)}{L_b} n_g - \frac{A_b E r_k}{L_b} n_k \end{cases} \quad (5)$$

式中: S_f 表示带钢的前滑值, S_b 表示带钢的后滑值。

综上所述, 式(1) ~ (3) 和(5) 共 8 个方程, 8 个独立状态变量, 它们是 3 个子系统通过带钢耦合后的平整机张力-速度系统数学模型, 定量地描述了系统的动态和稳态特性。由该模型可知, 张力 t_f 和 t_b 贯穿于 3 个子系统中, 是它们将轧制前 3 个相互独立的子系统联成一体, 使得 3 个子系统相互耦合、相互作用, 构成一个相当复杂的机电耦合系统。尤其是式(2) 和式(5) 很清楚地表明, 工作辊速度 n_g , 前张力 t_f 和后张力 t_b 存在直接耦合, 如果忽略它们间的耦合作用, 而对其各自进行控制, 显然得不到好的控制效果。因此需要采用解耦控制。

3 解耦控制器设计

张力-速度系统可近似为 3 输入 3 输出多变量最小相位的线性系统。令

$$U(k) = [u_g(k) \quad u_j(k) \quad u_k(k)]^T$$

$$Y(k) = [n_g(k) \quad t(k) \quad t_b(k)]^T$$

将被控对象模型离散化,得到如下形式的 CAR 模型

$$A(z^{-1})Y(k) = B(z^{-1})U(k) \quad (6)$$

即被控对象的传递函数为

$$G(z^{-1}) = A^{-1}(z^{-1})B(z^{-1}) \quad (7)$$

其中 $A(z^{-1})$ 和 $B(z^{-1})$ 是由系统参数确定的矩阵多项式,表示为

$$\begin{cases} A(z^{-1}) = 1 + A_{1z}z^{-1} + A_{2z}z^{-2} + \dots + A_{nz}z^{-n} \\ B(z^{-1}) = B_{1z}z^{-1} + B_{2z}z^{-2} + \dots + B_{mz}z^{-m} \end{cases} \quad (8)$$

其中 $A_1 \dots A_n$ 和 $B_1 \dots B_m$ 为实常数矩阵,且 $m \leq n$ 。

解耦控制器设计的目的是要选择如图 3 所示的、可实现的输出反馈阵 $F(z^{-1})$ 和前置解耦补偿阵 $P(z^{-1})$,使闭环传递函数 $T(z^{-1})$ 为对角阵或对角占优阵,然后根据各通道的动、静态性能要求设计单回路控制器 $C(z^{-1})$,即 $C(z^{-1})$ 为对角控制阵。

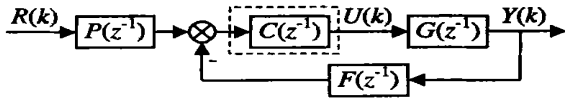


图 3 解耦控制系统结构框图

由图 3 可知,暂不考虑 $C(z^{-1})$ 作用下的解耦控制律 $U(k)$ 为

$$U(k) = P(z^{-1})R(k) - F(z^{-1})Y(k) \quad (9)$$

式中

$$\begin{cases} F(z^{-1}) = F_0 + F_{1z}z^{-1} + F_{2z}z^{-2} + \dots + F_{n_f}z^{-n_f} \\ P(z^{-1}) = P_0 + P_{1z}z^{-1} + P_{2z}z^{-2} + \dots + P_{n_p}z^{-n_p} \end{cases} \quad (10)$$

$F_0 F_1 \dots F_{n_f}$ 和 $P_0 P_1 \dots P_{n_p}$ 为实常数矩阵, $R(k) = [r_1(k) \quad r_2(k) \quad r_3(k)]^T$ 为参考输入向量。

将式(9)代入(6),得解耦控制系统的闭环传递函数为

$$T(z^{-1}) = [A(z^{-1}) + B(z^{-1})F(z^{-1})]^{-1}B(z^{-1})P(z^{-1}) \quad (11)$$

设极点配置后期望的闭环控制系统传递函数为

$$T_e(z^{-1}) = A_e^{-1}(z^{-1})B_e(z^{-1}) \quad (12)$$

式中

$$\begin{cases} A_e(z^{-1}) = I + A_{e1}z^{-1} + A_{e2}z^{-2} + \dots + A_{en}z^{-n_e} \\ B_e(z^{-1}) = B_{e1}z^{-1} + B_{e2}z^{-2} + \dots + B_{em}z^{-m_e} \end{cases} \quad (13)$$

且 $A_{e1} \dots A_{en}$ 和 $B_{e1} \dots B_{em}$ 是对角实常数矩阵。

如果能够找到稳定的、可实现的 $P(z^{-1})$ 和

$F(z^{-1})$ 使得 $T(z^{-1}) = T_e(z^{-1})$,那么图 3 所示的控制系统是彻底解耦的。因此,令

$$\begin{cases} A_e(z^{-1}) = A(z^{-1}) + B(z^{-1})F(z^{-1}) \\ B_e(z^{-1}) = B(z^{-1})P(z^{-1}) \end{cases} \quad (14)$$

那么 $P(z^{-1})$ 和 $F(z^{-1})$ 便可由式(14)确定。但是,由式(14)求解 $P(z^{-1})$ 和 $F(z^{-1})$ 涉及到多项式除法运算,一般情况下很难得到 $P(z^{-1})$ 和 $F(z^{-1})$ 为有限阶的解。因此,需要在 $C(z^{-1})$ 的各通道中引入一个稳定的滤波器 $1/f(z^{-1})$,使得

$$U(k) = \frac{P(z^{-1})R(k) - F(z^{-1})Y(k)}{f(z^{-1})} \quad (15)$$

其中 $f(z^{-1}) = f_0 + f_1z^{-1} + \dots$,且 $f_0 \neq 0$ 。此时,若 $B(z^{-1})$ 为非奇异阵,则式(14)可写成

$$\begin{cases} F(z^{-1}) = B^{-1}(z^{-1})[A_e(z^{-1}) - A(z^{-1})]f(z^{-1}) \\ P(z^{-1}) = B^{-1}(z^{-1})B_e(z^{-1})f(z^{-1}) \end{cases} \quad (16)$$

由于式中 $B^{-1}(z^{-1})$ 可以表示成

$$B^{-1}(z^{-1}) = \frac{\text{adj}(B(z^{-1}))}{\det(B(z^{-1}))} = \frac{\text{adj}(B(z^{-1}))}{[z^{-d}(b_0 + b_{1z}z^{-1} + \dots)]} \quad (17)$$

且 $b_0 \neq 0$,则由式(16)和(17)可知,如果取 $f(z^{-1}) = b_0 + b_{1z}z^{-1} + \dots$,便可求得 $P(z^{-1})$ 和 $F(z^{-1})$ 的有限阶解

$$\begin{cases} F(z^{-1}) = z^d [\text{adj } B(z^{-1})][A_e(z^{-1}) - A(z^{-1})] \\ P(z^{-1}) = z^d [\text{adj } B(z^{-1})]B_e(z^{-1}) \end{cases} \quad (18)$$

这样设计的 $P(z^{-1})$, $F(z^{-1})$ 和 $f(z^{-1})$ 能使图 3 所示的 3 输入 3 输出系统解耦成 3 个独立的子系统,并能将它们的极点配置在期望的位置。

4 仿真和工业实验

4.1 计算机仿真

取采样周期 $T = 0.02$ s,调用 MATLAB 中的 `c2d()` 函数将上述数学模型(1)~(5)离散化,并用 Padé 近似法将离散化模型降阶处理^[8],得到被控对象(6)中的 $A(z^{-1})$ 和 $B(z^{-1})$ 为

$$A(z^{-1}) = \begin{bmatrix} a_{11}(z^{-1}) & 0 & 0 \\ 0 & a_{22}(z^{-1}) & 0 \\ 0 & 0 & a_{33}(z^{-1}) \end{bmatrix}$$

$$B(z^{-1}) = \begin{bmatrix} b_{11}(z^{-1}) & b_{12}(z^{-1}) & b_{13}(z^{-1}) \\ b_{21}(z^{-1}) & b_{22}(z^{-1}) & b_{23}(z^{-1}) \\ b_{31}(z^{-1}) & b_{32}(z^{-1}) & b_{33}(z^{-1}) \end{bmatrix}$$

其中

$$\begin{aligned}
 a_{22}(z^{-1}) &= 1 - 0.284 5z^{-1} + 0.026 8z^{-2} - 0.000 8z^{-3} \\
 a_{33}(z^{-1}) &= 1 - 1.349 0z^{-1} + 0.539 7z^{-2} - 0.066 5z^{-3} \\
 b_{11}(z^{-1}) &= 1 - 1.409 9z^{-1} + 0.606 6z^{-2} - 0.082 5z^{-3} \\
 b_{12}(z^{-1}) &= -0.109 0z^{-1} + 0.019 1z^{-2} - 0.000 8z^{-3} \\
 b_{13}(z^{-1}) &= -0.087 8z^{-1} + 0.017 3z^{-2} - 0.000 8z^{-3} \\
 b_{21}(z^{-1}) &= -0.087 8z^{-1} + 0.017 3z^{-2} - 0.000 8z^{-3} \\
 b_{22}(z^{-1}) &= -0.742 9z^{-1} + 0.450 3z^{-2} - 0.066 5z^{-3} \\
 b_{23}(z^{-1}) &= -0.254 3z^{-1} + 0.278 4z^{-2} - 0.066 5z^{-3} \\
 b_{31}(z^{-1}) &= -0.351 8z^{-1} + 0.350 8z^{-2} - 0.066 5z^{-3} \\
 b_{32}(z^{-1}) &= -0.742 4z^{-1} + 0.495 5z^{-2} - 0.082 5z^{-3} \\
 b_{33}(z^{-1}) &= -0.316 4z^{-1} + 0.346 0z^{-2} - 0.082 5z^{-3} \\
 b_{33}(z^{-1}) &= -0.351 0z^{-1} + 0.371 7z^{-2} - 0.082 5z^{-3}
 \end{aligned}$$

将期望的闭环系统的极点尽可能配置在 Z 平面原点附近^[9], 以使系统具有较好的性能; 并根据实际情况, 当参考输入在 $0 \sim 10 \text{ V}$ 变化时, 对应的工作辊速度为 $0 \sim 984 \text{ r/min}$, 开卷机和卷取机的张力为 $0 \sim 100 \text{ kN}$, 据此设计的式(12)中的 $A_e(z^{-1})$ 和 $B_e(z^{-1})$ 为

$$A_e(z^{-1}) = \begin{bmatrix} 1 - 0.1z^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & 1 - 0.2z^{-1} & 0 \\ 0 & 0 & 1 - 0.3z^{-1} \end{bmatrix}$$

$$B_e(z^{-1}) = \begin{bmatrix} 0.9z^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & 0.8z^{-1} & 0 \\ 0 & 0 & 0.7z^{-1} \end{bmatrix}$$

根据式(17), 可确定 $f(z^{-1})$ 为

$$f(z^{-1}) = -0.001 7 + 0.001 9z^{-1} + 0.000 5z^{-2}$$

由式(18), 求得 $F(z^{-1})$ 和 $P(z^{-1})$ 分别为

$$F(z^{-1}) = \begin{bmatrix} f_{11}(z^{-1}) & f_{12}(z^{-1}) & f_{13}(z^{-1}) \\ f_{21}(z^{-1}) & f_{22}(z^{-1}) & f_{23}(z^{-1}) \\ f_{31}(z^{-1}) & f_{32}(z^{-1}) & f_{33}(z^{-1}) \end{bmatrix}$$

$$P(z^{-1}) = \begin{bmatrix} p_{11}(z^{-1}) & p_{12}(z^{-1}) & p_{13}(z^{-1}) \\ p_{21}(z^{-1}) & p_{22}(z^{-1}) & p_{23}(z^{-1}) \\ p_{31}(z^{-1}) & p_{32}(z^{-1}) & p_{33}(z^{-1}) \end{bmatrix}$$

其中

$$\begin{aligned}
 f_{11}(z^{-1}) &= -0.004 1 + 0.008 1z^{-1} - 0.005 5z^{-2} + 0.001 5z^{-3} \\
 f_{12}(z^{-1}) &= -0.003 5 + 0.004 9z^{-1} - 0.002 3z^{-2} + 0.000 5z^{-3} \\
 f_{13}(z^{-1}) &= 0.009 5 - 0.014 1z^{-1} + 0.007 0z^{-2} + 0.001 5z^{-3} \\
 f_{21}(z^{-1}) &= 0.075 4 - 0.120 2z^{-1} + 0.060 1z^{-2} + 0.012 2z^{-3} \\
 f_{22}(z^{-1}) &= -0.030 9 + 0.025 0z^{-1} - 0.006 7z^{-2} + 0.000 6z^{-3} \\
 f_{23}(z^{-1}) &= 0.029 8 - 0.024 5z^{-1} + 0.006 7z^{-2} - 0.000 6z^{-3} \\
 f_{31}(z^{-1}) &= 0.008 5 - 0.013 6z^{-1} + 0.007 3z^{-2} - 0.001 6z^{-3} \\
 f_{32}(z^{-1}) &= 0.035 2 - 0.031 0z^{-1} + 0.009 4z^{-2} - 0.001 1z^{-3} \\
 f_{33}(z^{-1}) &= -0.041 6 + 0.041 7z^{-1} - 0.001 5z^{-2} + 0.002 3z^{-3} \\
 p_{11}(z^{-1}) &= -0.019 8 + 0.036 4z^{-1} - 0.021 3z^{-2} + 0.003 8z^{-3} \\
 p_{12}(z^{-1}) &= -0.002 4 + 0.002 2z^{-1} - 0.000 4z^{-2} \\
 p_{13}(z^{-1}) &= 0.006 0 - 0.005 6z^{-1} + 0.000 9z^{-2} \\
 p_{21}(z^{-1}) &= 0.000 4 + 0.000 5z^{-1} - 0.000 2z^{-2} \\
 p_{22}(z^{-1}) &= -0.021 5 + 0.007 3z^{-1} \\
 p_{23}(z^{-1}) &= 0.018 8 - 0.005 2z^{-1} \\
 p_{31}(z^{-1}) &= 0.041 6 - 0.060 0z^{-1} + 0.026 8z^{-2} - 0.003 8z^{-3} \\
 p_{32}(z^{-1}) &= 0.024 5 - 0.010 0z^{-1} + 0.000 4z^{-2} \\
 p_{33}(z^{-1}) &= -0.026 2 + 0.012 0z^{-1} - 0.001 0z^{-2}
 \end{aligned}$$

至此, 便将 $A(z^{-1})$, $B(z^{-1})$, $P(z^{-1})$, $F(z^{-1})$ 和 $f(z^{-1})$ 置入图 3 中相应位置。设系统的参考输入 $r^1(k)$, $r^2(k)$, $r^3(k)$ 分别为 5.93 V , 8.44 V 和 6.35 V , 即对应的工作辊速度、前张力和后张力分别为

584 r/min, 84.4 kN 和 63.5 kN。取 $T = 0.02$ s, 系统闭环运行 5 s 后的结果如图 4 所示。图中 3 个被控量在不到 1 s 内准确跟踪各自的目标, 快速性和稳态精度都满足实际系统的工艺要求; 3 个被控参数都实现了完全解耦。

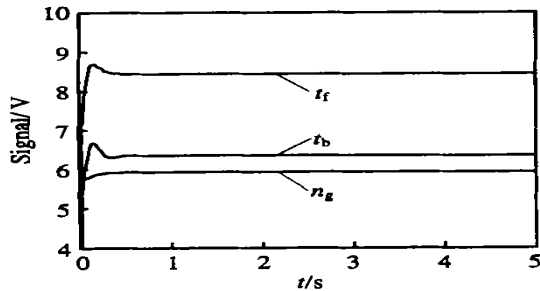


图 4 计算机仿真结果

图 4 中将 t_f 和 t_b 设为相同方向, 以便能显示在同一幅图中, 而实际上它们的方向相反。

4.2 工业实验

为了与解耦前的张力控制效果图 1 比较, 实验时采用了相同的工况, 即带卷材料为碳钢, 带宽 1 000 mm, 入口带厚 1 mm, 工作辊直径 625 mm, 工作辊表面粗糙度 $80 \mu\text{inch}$, 以及润滑剂流量比为 80% 等。

设定工作辊速度、前张力和后张力分别为 584 r/min, 84.4 kN 和 63.5 kN, 对应的参考输入分别为 5.93 V, 8.44 V 和 6.35 V。在建立完张力后, 将本文设计的控制器的输出向量 $U(k)$ 分别作为工作辊子系统速度调节器 (PI)、卷取机子系统电流调节器 (PI) 和开卷机子系统电流调节器 (PI) 的输入, 在系统稳定运行后, 测试结果如图 5 所示。与图 1 相比, 前、后张力的振幅减弱, 耦合程度降低, 控制效果明显改善。但与仿真结果图 4 相比, 被控参数之间的耦合影响依然存在, 耦合振动未能完全消除。其原因主要在于模型的精度、实际对象中的不确定性以及解耦控制器设计时的舍入误差等。

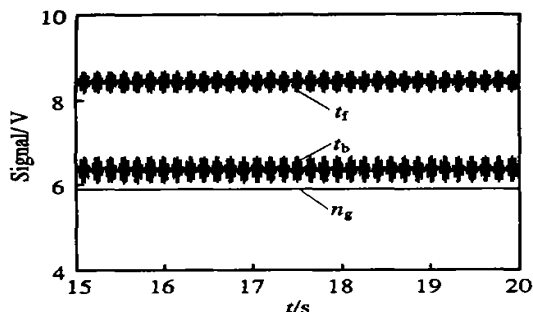


图 5 实验运行结果

5 结 论

本文利用被控对象输出设计的解耦控制器能将原来 3 个相互作用的子系统解耦成 3 个几乎独立的系统, 并能将闭环控制系统的极点配置在所期望的位置, 使控制系统具有良好的动、静态性能。理论分析、计算机仿真和工业实验都表明, 基于极点配置的解耦控制策略能实现对平整机工作辊速度、前张力和后张力的解耦控制, 明显地降低了 3 个子系统的耦合程度, 改善了系统的控制效果, 有利于提高带材产品的质量。

平整机张力-速度系统数学模型也适于与之类似的 4 辊和多辊冷轧机。它们在轧制生产过程中也会产生相似的耦合现象, 本文提出的解耦控制技术也能克服其不利于产品质量的耦合作用, 改善系统的控制效果。

参考文献 (References):

- [1] He Jianjun, Yu Shouyi, Zhong Jue. Harmonic current s coupling effect on the main motion of temper mill set [J]. *J of Central South University of Technology*, 2000, 7(3): 162-164.
- [2] 钟掘, 严珩志, 段吉安, 等. 带钢表面振纹的工业实验与发现[J]. 中国有色金属学报, 2000, 10(2): 291-296. (Zhong J, Yan H Z, Duan J A, et al. Industrial experiments and findings on chatter marks of steel strip [J]. *Chinese J of Nonferrous Metals*, 2000, 10(2): 291-296.)
- [3] He Jianjun, Yu Shouyi, Zhong Jue. Analysis of electromechanical coupling facts of complicated electro-mechanical system [J]. *Trans on Nonferrous Metal Society of China*, 2002, 12(2): 301-304.
- [4] 廖道训, 熊有伦, 杨叔子. 现代机电系统(设备)耦合动力学的研究现状和展望[J]. 中国机械工程, 1996, 7(2): 44-46. (Liao D X, Xiong Y L, Yang S Z. The current researching situation and prospect of coupling dynamics for modern electromechanical systems or devices [J]. *Chinese Mechanical Engineering*, 1996, 7(2): 44-46.)
- [5] Desoer C A, Gundes A N. Decoupling linear multi-input multi-output plants by dynamic output feedback [J]. *IEEE Trans on Autom Control*, 1986, 31(8): 744-750.
- [6] He Jianjun, Yu Shouyi, Zhong Jue. Modeling for driving systems of four-high rolling mill [J]. *Trans on Nonferrous Metals Society of China*, 2002, 12(1): 88-92.

(下转第 544 页)

5 转速系统和 q 轴定子电流系统的控制参数整定

转速系统和 q 轴定子电流系统均为一阶系统。一般而言,对于一阶系统,当扰动为零时,控制器参数 β_i 与 b_0 乘积近似为 10,其他参数与二阶系统相同。参数整定比较简单,不再赘述。

仿真实验结果如下:

转速系统的控制结果如图 4 所示; q 轴定子电流系统的控制结果如图 5 所示。由于扩张状态观测器对扰动进行了较为精确的估计,并予以补偿,使得闭环系统获得了快速稳定的跟踪性能。

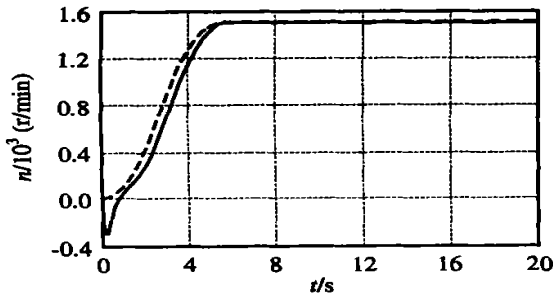


图 4 转速系统的控制结果

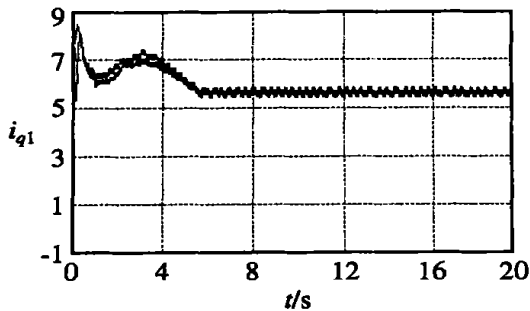


图 5 q 轴定子电流系统控制结果

6 结论

仿真实验结果表明,自抗扰控制器对大而剧烈的扰动具有较好的适应性和鲁棒性,其非线性结构在对非线性系统的控制中取得了较好的控制性能。本文提出的自抗扰控制器参数整定原则,可以快速有效地针对控制性能进行控制器设计。此外,在本文工作的基础上,还可以利用扩张状态观测器估计出

被控对象的“时间尺度”^[7],针对不同被控对象得到不同“时间尺度”下的控制器参数,这对于自抗扰控制器的使用与推广具有重要意义。

参考文献(References):

- [1] 韩京清. 自抗扰控制器及其应用[J]. 控制与决策, 1998, 13(1): 19-32.
(Han J Q. Auto-disturbances-rejection controller and its applications[J]. *Control and Decision*, 1998, 13(1): 19-32.)
- [2] 韩京清. 非线性状态误差反馈控制律—NLSEF[J]. 控制与决策, 1995, 10(3): 221-225.
(Han J Q. Nonlinear state error feedback control law—NLSEF[J]. *Control and Decision*, 1995, 10(3): 221-225.)
- [3] 韩京清, 王伟. 非线性跟踪-微分器[J]. 系统科学与数学, 1994, 14(2): 177-183.
(Han J Q, Wang W. Nonlinear tracking-differentiator[J]. *J System Science and Math Sciences*, 1994, 14(2): 177-183.)
- [4] 韩京清. 一类不确定对象的扩张状态观测器[J]. 控制与决策, 1995, 10(1): 85-88.
(Han J Q. The extended state observer of a class of uncertain systems[J]. *Control and Decision*, 1995, 10(1): 85-88.)
- [5] 冯光, 黄立培, 朱东起. 异步电机的新型非线性自抗扰控制器的研究[J]. 清华大学学报(自然科学版), 1999, 39(3): 30-33.
(Feng G, Huang L P, Zhu D Q. Nonlinear control algorithm for induction motors[J]. *J of Tsinghua University(Science and Technology)*, 1999, 39(3): 30-33.)
- [6] 韩京清, 袁露林. 跟踪-微分器的离散形式[J]. 系统科学与数学, 1999, 19(3): 268-273.
(Han J Q, Yuan L L. The discrete form of tracking-differentiator[J]. *J of System Science and Math Sciences*, 1999, 19(3): 268-273.)
- [7] 韩京清. 一种新型控制器—NLPID[J]. 控制与决策, 1994, 9(6): 401-407.
(Han J Q. A new type of controller—NLPID[J]. *Control and Decision*, 1994, 9(6): 401-407.)

(上接第 526 页)

- [7] 杨节. 轧制过程数学模型[M]. 北京: 冶金工业出版社, 1993. 200-201.
- [8] 薛定宇. 控制系统计算机辅助设计[M]. 北京: 清华大学

出版社, 1996. 163-165.

- [9] 熊世和. 机电系统计算机控制技术[M]. 成都: 电子科技大学出版社, 1993. 123-126.