

放卷张力系统解耦控制器的设计

刘善慧¹, 梅雪松^{1,2}, 杜喆¹, 申建广¹

(1. 西安交通大学机械工程学院, 710049, 西安; 2. 西安交通大学机械制造系统工程国家重点实验室, 710049, 西安)

摘要: 针对凹版印刷机放卷系统对张力控制稳定性的要求, 提出了一种利用自抗扰控制 (ADRC) 技术来设计张力解耦控制器的新方法. 根据放卷系统的工作机理, 建立了放卷张力系统的非线性耦合数学模型, 用 ADRC 方法推导了张力系统的解耦模型, 得到了系统阶数和静态解耦模型. 在放卷张力系统模型的基础上, 利用 ADRC 技术对放卷系统的张力解耦控制器进行了设计. 控制器内部鲁棒性和抗干扰性能的对比仿真结果表明, 所设计的 ADRC 解耦控制器可以较好地实现系统的解耦, 并具有比传统比例积分微分控制器更好的内部鲁棒性和抗干扰性.

关键词: 放卷系统; 张力控制; 解耦模型

中图分类号: TP273 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2012)09-0055-05

Decoupling Controller Design for Unwinding Tension System

LIU Shanhui¹, MEI Xuesong^{1,2}, DU Zhe¹, SHEN Jianguang¹

(1. School of Mechanical Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China; 2. State Key Laboratory for Manufacturing Systems Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: A new decoupling controller based on a unique active disturbance rejection control (ADRC) strategy is presented to strengthen tension stability in unwinding system of gravure printing machine. A nonlinear model is established according to the unwinding system working principle, and a decoupling model is constructed to determine the system order and static decoupling part. Then following the decoupling model, an ADRC decoupling controller is designed to enhance the tension stability in the unwinding system. Simulation shows that the proposed tension controller is able to realize a decoupling control for unwinding system and endowed with better internal robustness and disturbance rejection than traditional proportional-integral-derivative controller in tension control.

Keywords: unwinding system; tension control; decoupling model

在高速、高精度凹版印刷机中, 放卷部分是产生凹印机张力系统的最主要部分, 其张力的控制精度和稳定性对保证印刷产品的质量至关重要. 在放卷过程中, 料卷的卷径和转动惯量均为时变参数, 而且放卷系统中摆辊的采用也会使料带长度产生实时变化, 使得放卷系统呈现出典型的多输入、多输出、非线性、强耦合、强干扰的特性. 因此, 如何设计一个能实现解耦控制且具有良好内部鲁棒性和抗干扰能力的控制器, 已成为凹印机

张力控制的主要问题.

目前, 随着凹印机朝着高速、高精度方向的发展, 比例积分微分 (PID) 控制已经无法满足张力控制的要求. 近年来, 一些现代控制方法在张力系统的控制中得到了广泛研究. 如 Li 等人^[1-3] 设计了基于神经网络的张力控制器, Abjadi 等人^[4] 用滑模控制实现了速度和张力的解耦控制, Okada 等人^[5] 将模糊控制应用于张力控制中, 李健等人^[6-7] 将 H_∞ 和 2-DOF H_∞ 控制算法应用于卷绕系统中. 然而, 这些

收稿日期: 2012-03-02. 作者简介: 刘善慧(1982—), 男, 博士生; 梅雪松(通信作者), 男, 教授, 博士生导师. 基金项目: 国家重点基础研究发展规划资助项目(2011CB706805).

网络出版时间: 2012-06-25

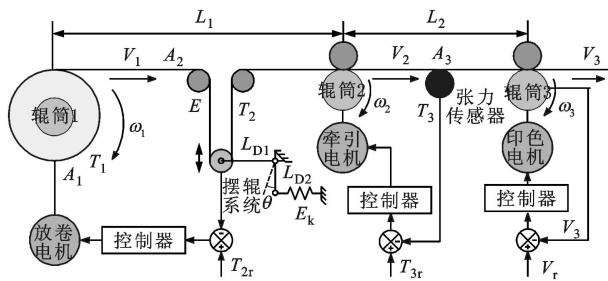
网络出版地址: <http://www.cnki.net/kcms/detail/61.1069.T.20120625.1743.005.html>

控制方法都需要依赖准确的系统模型才能得到很好的控制性能,从而影响了这些控制方法在工程实践中的使用,因此需要寻找一种既能很好地解决张力系统非线性和强耦合的问题,又不过分依赖系统准确模型的控制方法来设计放卷系统的张力控制器.研究发现,自抗扰控制(ADRC)技术是实现张力系统控制器的一个理想选择,ADRC的精髓是系统的内外干扰都可以通过状态观测器估计,并在控制法则中被实时剔除掉^[8-9]. Hou等人^[10-12]对ADRC在张力系统中的应用做了初步探索,得到了很好的控制效果.

本文根据凹印机的工作原理建立了放卷系统非线性耦合数学模型,详细推导了系统的解耦模型,并依据系统阶数和静态解耦模型设计了ADRC张力解耦控制器,以实现放卷张力的恒张力控制.通过仿真验证揭示了ADRC控制器在放卷系统中的良好控制性能.

1 系统建模与模型解耦

凹印机放卷系统由放卷部分和放卷牵引部分组成,主要完成恒张力控制,其结构如图1所示.放卷电机、牵引电机和印色电机均由伺服电机直接驱动,其中,放卷电机和牵引电机工作在转矩模式下,作变速控制,分别实时调整 T_2 、 T_3 ,而印色电机在速度模式下工作,作恒速控制.摆辊系统一方面用来吸收张力波动,另一方面用来检测 T_2 ,而 T_3 则由张力传感器来实时检测.



L_1 、 L_2 : 辊筒间料带长度; A_1 、 A_2 、 A_3 : 料带横截面积; T_1 、 T_2 、 T_3 : 料带张力; ω_1 、 ω_2 、 ω_3 : 辊筒角速度; V_1 、 V_2 、 V_3 : 料带速度; L_{D1} 、 L_{D2} : 摆臂长度; θ : 摆辊转动角度; E_k : 摆辊等效弹簧的弹性模量; E : 料带弹性模量; T_{2r} 、 T_{3r} : 参考张力; V_r : 参考速度

图1 放卷系统的结构图

文献[4]推导了凹印机放卷系统的动力学模型,本文重新定义了摆辊运动的正方向,并给出如下模型

$$\left. \begin{aligned} J_1 \frac{d\omega_1(t)}{dt} &= [T_2(t) - T_1]R_1 - C_1\tau_1(t) - f\omega_1(t) \\ J_2 \frac{d\omega_2(t)}{dt} &= [T_3(t) - T_2(t)]R_2 + C_2\tau_2(t) - f\omega_2(t) \\ 2L_{D1}T_2(t) &= J_{Dn} \frac{d^2\theta(t)}{dt^2} + f_D \frac{d\theta(t)}{dt} + E_k L_{D2}^2 \theta(t) \\ L_1 \frac{dT_2(t)}{dt} &= R_1\omega_1(t)T_1 - R_2\omega_2(t)T_2(t) + AE[R_2\omega_2(t) - R_1\omega_1(t)] - 2L_{D1} \frac{d\theta(t)}{dt} [AE - T_2(t)] \\ L_2 \frac{dT_3(t)}{dt} &= R_2\omega_2(t)T_2(t) - R_3\omega_3 T_3(t) + AE[R_3\omega_3 - R_2\omega_2(t)] \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

式中: J_1 、 J_2 分别为辊筒 1、2 的转动惯量; R_1 、 R_2 、 R_3 分别为辊筒 1、2、3 的半径; C_1 、 C_2 分别为放卷电机、牵引电机的常数; f 为辊筒的摩擦阻尼系数; f_D 为摆辊的摩擦阻尼系数; J_{Dn} 为摆辊的转动惯量; $\tau_1(t)$ 、 $\tau_2(t)$ 分别为放卷电机、牵引电机的控制输入,即系统输入.

对 $T_2(t)$ 、 $T_3(t)$ 求二阶导数,将式(1)化简得

$$\begin{aligned} \frac{d^2 T_2(t)}{dt^2} &= 2L_{D1} [(T_2(t) - AE)(d^2\theta(t)/dt^2) + (dT_2(t)/dt)(d\theta(t)/dt)]/L_1 + \\ &\quad \frac{R_1 C_1 (AE - T_1)}{J_1 L_1} \tau_1(t) + \frac{R_2 C_2 (AE - T_2(t))}{J_2 L_1} \tau_2(t) + \\ &\quad \frac{R_2 (AE - T_2(t)) [R_2 (T_3 - T_2(t)) - f\omega_2(t)]}{J_2 L_1} + \\ &\quad \frac{R_1 (T_1 - AE) [R_1 (T_2(t) - T_1) - f\omega_1(t)]}{J_1 L_1} - \\ &\quad \frac{R_2 \omega_2(t) (dT_2(t)/dt)}{L_1} \quad (2) \\ \frac{d^2 T_3(t)}{dt^2} &= \\ &\quad \frac{R_2 (T_2(t) - AE) [R_2 (T_3 - T_2(t)) - f\omega_2(t)]}{J_2 L_2} + \\ &\quad \frac{R_2 \omega_2(t) (dT_2(t)/dt) - R_3 \omega_3 (dT_3(t)/dt)}{L_2} + \\ &\quad \frac{R_2 C_2 (T_2(t) - AE)}{J_2 L_2} \tau_2(t) \quad (3) \end{aligned}$$

可见,放卷系统是一个二阶非线性耦合系统.将式(2)、式(3)中不含控制输入量的部分称为动态耦合部分,并取动态耦合部分

$$f_{D1}(t) = \{2L_{D1}[(T_2(t) - AE)(d^2\theta(t)/dt^2) + (dT_2(t)/dt)(d\theta(t)/dt)]/L_1\} + \frac{R_2(AE - T_2(t))[R_2(T_3 - T_2(t)) - f\omega_2(t)]}{J_2L_1} + \frac{R_1(T_1 - AE)[R_1(T_2(t) - T_1) - f\omega_1(t)]}{J_1L_1} - \frac{R_2\omega_2(t)dT_2(t)/dt}{L_1} \quad (4)$$

$$f_{D2}(t) = \frac{R_2(T_2(t) - AE)[R_2(T_3 - T_2(t)) - f\omega_2(t)]}{J_2L_2} + \frac{(R_2\omega_2(t)dT_2(t)/dt) - (R_3\omega_3dT_3(t)/dt)}{L_2} \quad (5)$$

式中: ω_1 、 ω_2 为系统的外部干扰.考虑到 $\omega_1(t)$ 、 $\omega_2(t)$ 会分别对 $T_2(t)$ 、 $T_3(t)$ 控制回路产生扰动,则有

$$\left. \begin{aligned} f_1(t) &= f_{D1}(t) + \omega_1(t) \\ f_2(t) &= f_{D2}(t) + \omega_2(t) \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

引入虚拟控制量 $u_1(t)$ 、 $u_2(t)$,将静态耦合部分取为

$$\left. \begin{aligned} u_1(t) &= \frac{R_1C_1(AE - T_1)}{J_1L_1}\tau_1(t) + \frac{R_2C_2(AE - T_2(t))}{J_2L_1}\tau_2(t) \\ u_2(t) &= \frac{R_2C_2(T_2(t) - AE)}{J_2L_2}\tau_2(t) \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

综合式(2)~式(7),则有

$$\left. \begin{aligned} \frac{d^2T_2(t)}{dt^2} &= f_1(t) + u_1(t) \\ \frac{d^2T_3(t)}{dt^2} &= f_2(t) + u_2(t) \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

由式(8)可以看出,引入虚拟控制量以后,系统变为一个两输入两输出的解耦系统.由式(7)可以得到静态解耦模型

$$\left. \begin{aligned} \tau_1(t) &= \frac{J_1(L_1u_1(t) + L_2u_2(t))}{R_1C_1(AE - T_1)} \\ \tau_2(t) &= \frac{J_2L_2u_2(t)}{R_2C_2(T_2(t) - AE)} \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

如果设计的控制器能够很好地补偿掉动态耦合部分的影响,就可以只依赖静态解耦模型即能实现对系统的解耦控制. ADRC 的主要优势是可以将系统的动态变化、未知耦合模型,以及外部干扰作为系统总干扰的一部分,被算法主动估计并赔偿掉.

2 解耦控制器的设计

根据放卷系统的阶数和静态解耦模型,本文设计了二阶 ADRC 张力解耦控制器,其结构如图 2 所示.整个控制器包括 2 个独立的 ADRC 控制器,其中 ADRC1 是针对 T_2 控制回路设计的,而 ADRC2 则是针对 T_3 控制回路设计的.

由图 2 可以看出,每个 ADRC 控制器都由二阶跟踪微分器(TD)、三阶扩张状态观测器(ESO)和非线性状态误差反馈控制率(NLSEF)构成. TD 用来安排过渡过程, v_{11} 、 v_{21} 分别用来跟踪 T_{2r} 、 T_{3r} , v_{12} 、 v_{22} 分别用来估计 T_{2r} 、 T_{3r} 的微分. ESO 是 ADRC 的核心,用来实现对输出变量的跟踪,以及对动态耦合及外部干扰的估计. z_{11} 、 z_{21} 分别用来跟踪 T_2 、 T_3 , z_{12} 、 z_{22} 分别用来跟踪 T_2 、 T_3 的微分变量, z_{13} 、 z_{23} 用来主动估计系统的动态耦合部分和外部干扰. NLSEF 是控制法则,用来实现对误差及微分误差的合理组合,并和输出反馈一起主动补偿系统的总干扰.

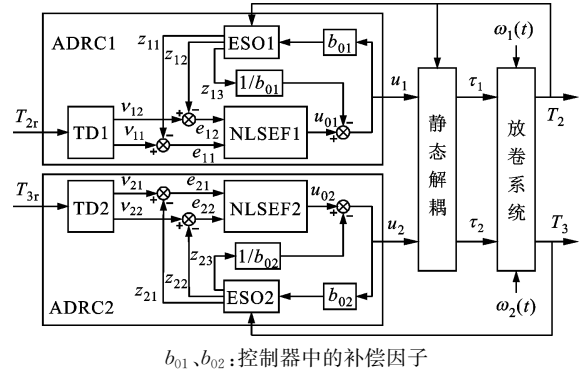


图2 ADRC控制器结构图

ADRC1、ADRC2 的离散控制算法如下

$$\left. \begin{aligned} fh_1 &= fhan(v_{11}(k) - T_{2r}(k), v_{12}(k), r_1, h) \\ v_{11}(k+1) &= v_{11}(k) + hv_{12}(k) \\ v_{12}(k+1) &= v_{12}(k) + hf_1 \\ e_{11}(k) &= z_{11}(k) - T_2(k) \\ fe_{10} &= fal(e_{11}(k), 0.5, h), fe_{11} = fal(e_{11}(k), 0.25, h) \\ z_{11}(k+1) &= z_{11}(k) + h(z_{12}(k) - \beta_{11}e_{11}(k)) \\ z_{12}(k+1) &= z_{12}(k) + h(z_{13}(k) - \beta_{12}fe_{10} + u_1(k)) \\ z_{13}(k+1) &= z_{13}(k) + h(-\beta_{13}fe_{11}) \\ e_{11}(k+1) &= v_{11}(k+1) - z_{11}(k+1) \\ e_{12}(k+1) &= v_{12}(k+1) - z_{12}(k+1) \\ u_1(k+1) &= k_{1p}fal(e_{11}(k+1), 0.5, \delta) + k_{1d}fal(e_{12}(k+1), 1.5, \delta) - z_{13}(k+1)/b_{01} \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

$$\begin{aligned}
 fh_2 &= fhan(v_{21}(k) - T_{3r}(k), v_{22}(k), r_2, h) \\
 v_{21}(k+1) &= v_{21}(k) + hv_{22}(k) \\
 v_{22}(k+1) &= v_{22}(k) + hf h_2 \\
 e_2(k) &= z_{21}(k) - T_3(k) \\
 fe_{20} &= fal(e_2(k), 0.5, h) \\
 fe_{21} &= fal(e_2(k), 0.25, h) \\
 z_{21}(k+1) &= z_{21}(k) + h(z_{22}(k) - \beta_{21}e_2(k)) \\
 z_{22}(k+1) &= z_{22}(k) + h(z_{23}(k) - \beta_{22}fe_{20} + u_2(k)) \\
 z_{23}(k+1) &= z_{23}(k) + h(-\beta_{23}fe_{21}) \\
 e_{21}(k+1) &= v_{21}(k+1) - z_{21}(k+1) \\
 e_{22}(k+1) &= v_{22}(k+1) - z_{22}(k+1) \\
 u_2(k+1) &= k_{2p}fal(e_{21}(k+1), 0.5, \delta) + \\
 & k_{2d}fal(e_{22}(k+1), 1.5, \delta) - z_{23}(k+1)/b_{02}
 \end{aligned} \tag{11}$$

式中: k 为离散数 ($k=0, 1, 2, 3, \dots, \infty$); h 为积分步长; r_1, r_2 为速度因子; $\beta_{11}, \beta_{12}, \beta_{13}, \beta_{21}, \beta_{22}, \beta_{23}$ 为 ESO 增益系数; δ 为线性段的区间长度; $k_{1p}, k_{1d}, k_{2p}, k_{2d}$ 为 NLSEF 增益系数。

$fhan(x_1, x_2, r, h)$ 为最速控制综合函数, 其算法为

$$\begin{aligned}
 d &= rh; d_0 = hd \\
 y &= x_1 + hx_2; a_0 = (d^2 + 8r |y|)^{1/2} \\
 a &= \begin{cases} x_2 + ((a_0 - d)/2) \text{sign}y, & |y| > d_0 \\ x_2 + y/h, & |y| \leq d_0 \end{cases} \\
 fhan(x_1, x_2, r, h) &= - \begin{cases} r \text{sign}a, & |a| > d \\ ra/d, & |a| \leq d \end{cases}
 \end{aligned} \tag{12}$$

$$fal(e, \alpha, \delta) = \begin{cases} e/\delta^{1-\alpha}, & |e| \leq \delta \\ |e|^\alpha \text{sign}e, & |e| > \delta \end{cases} \tag{13}$$

为比较 ADRC 控制器与 PID 控制器的不同, 针对放卷系统开发了 PID 控制器, 其结构如图 3 所示。从图 2、图 3 中可以看出, ADRC 控制器可以主动估计并补偿系统的动态耦合部分, 以及外部干扰的总和 ($f_1(t), f_2(t)$), 而 PID 控制器则不具备补偿 $f_1(t), f_2(t)$ 的功能, 它只能通过实时调节 PID 参数来取得良好的控制效果。

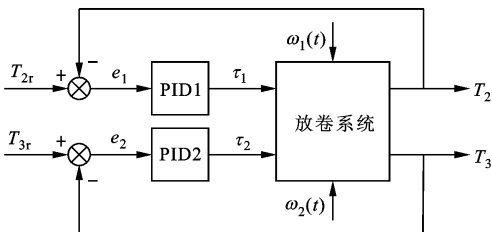


图 3 PID 控制器结构图

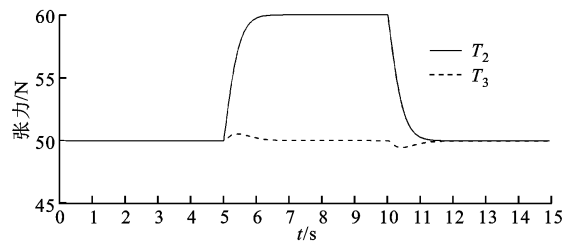
3 仿真实验

为验证 ADRC 控制器的性能, 本文分别对 ADRC 和 PID 控制器进行了对比仿真实验。控制器采用的模型参数具体为: $L_1=1 \text{ m}; L_2=0.35 \text{ m}; A=5 \times 10^{-6} \text{ m}^2; L_{D1}=0.128 \text{ m}; L_{D2}=0.064 \text{ m}; R_2=R_3=0.03 \text{ m}; E=0.16 \text{ GPa}; K=1 \text{ kg/mm}^2; C_1=C_2=0.218 \text{ N} \cdot \text{m/V}; f=f_D=0.01 \text{ N} \cdot \text{m}/(\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}); J_{Da}=0.01916 \text{ kg/m}^2$ 。在相同数学模型和模型参数的基础上, ADRC 和 PID 控制器具有的参数均是在 $\omega_3=100 \text{ r/min}, R_1=0.2 \text{ m}$ 的条件下得到的, 且控制器参数不随工况的变化而变化。ADRC 控制器调整好的参数为: $\beta_{11}=100; \beta_{12}=5000; \beta_{13}=81000; k_{1p}=900; k_{1d}=750; \beta_{21}=100; \beta_{22}=2500; \beta_{23}=50000; k_{2p}=3400; k_{2d}=800; r_1=r_2=20$ 。

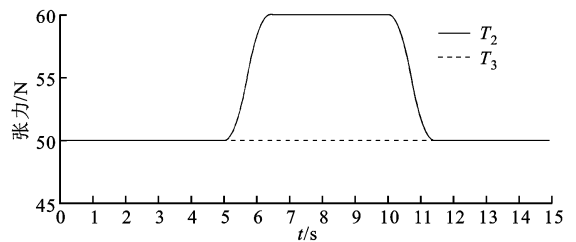
3.1 解耦性能的仿真

在 $\omega_3=100 \text{ r/min}, R_1=0.2 \text{ m}$ 时, T_2 在 5 s 时由 50 N 阶跃上升到 60 N, 并在 10 s 时由 60 N 阶跃跌落到 50 N, PID 和 ADRC 控制器的仿真曲线如图 4 所示。

从图 4 可以看出, 在 ADRC 控制下, T_2 的变化并未影响 T_3 的变化, 即 ADRC 控制器仅依赖静态解耦模型即可实现系统解耦, 而在 PID 控制下, T_2 的变化使得 T_3 在 5 s 和 10 s 都产生了 0.56 N 的波动, 即 PID 控制器仅依赖静态解耦模型则不能发挥良好的解耦特性。因此, 在相同条件下, ADRC 控制器比 PID 控制器具有更好的解耦性能。



(a) PID 控制器

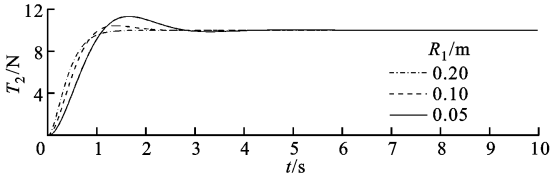


(b) ADRC 控制器

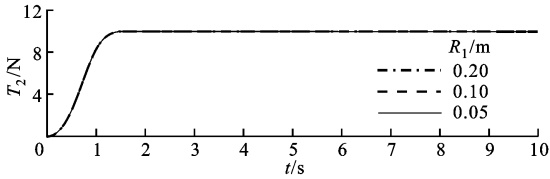
图 4 控制器解耦性能的仿真响应曲线

3.2 内部鲁棒性仿真

在 $\omega_3 = 100 \text{ r/min}$, R_1 分别为 0.2、0.1 和 0.05 m 时,考察 PID 和 ADRC 控制器对 T_2 的阶跃输入控制,仿真结果如图 5 所示. 在 $R_1 = 0.2 \text{ m}$, ω_3 分别为 100、300、500 r/min 时,考察 PID 和 ADRC 控制器对 T_3 的阶跃输入控制,仿真结果如图 6 所示.

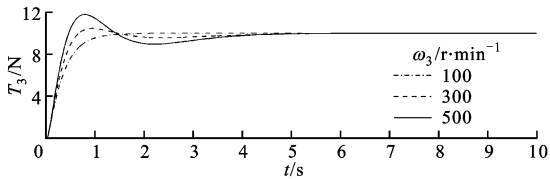


(a)PID 控制器

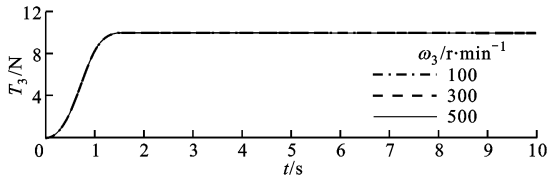


(b)ADRC 控制器

图 5 R_1 变化时 T_2 的仿真响应曲线



(a)PID 控制器



(b)ADRC 控制器

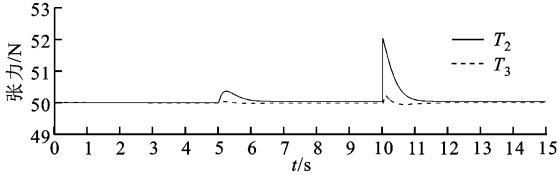
图 6 ω_3 变化时 T_3 的仿真响应曲线

从图 5、图 6 可以看出, R_1 、 ω_3 无论如何变化, 在 ADRC 的控制下, T_2 、 T_3 均能在 1.4 s 内达到 10 N. 然而, 在 PID 控制下, 随着 R_1 、 ω_3 的变化, T_2 、 T_3 的控制性能也在逐渐变差, 在 R_1 为 0.2 m 时, T_2 可在 1.4 s 内达到 10 N, 但当 R_1 为 0.05 m 时, T_2 在 4 s 时才稳定于 10 N 且产生了 13.5% 的超调量. 在 ω_3 为 100 r/min 时, T_3 可在 1.4 s 内达到 10 N, 但在 ω_3 为 500 r/min 时, T_3 在 5 s 时才稳定于 10 N 且产生了 18.1% 的超调量. 这说明 ADRC 控制器对系统参数的变化不敏感, 因此比 PID 具有更好的内部鲁棒性.

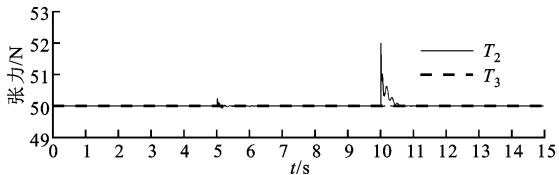
3.3 抗干扰性仿真

在 $\omega_3 = 100 \text{ r/min}$ 、 $R_1 = 0.2 \text{ m}$ 时, T_1 在 5 s 时

产生 10 N 的阶跃干扰, T_2 在 10 s 时产生 2 N 的阶跃干扰, PID 和 ADRC 控制器的仿真曲线如图 7 所示. 在 PID 控制下, T_1 的干扰使得 T_2 产生了 2 N 持续 1.8 s 的波动, 且对 T_3 分别产生了 0.04 N 持续 1 s 的波动和 0.23 N 持续 1.8 s 的波动. 在 ADRC 控制下, T_1 的干扰使得 T_2 产生了 2 N 持续 1 s 的波动, 而对 T_3 产生的影响可以忽略不计. 可见, 无论从干扰影响的时间还是影响的幅度, ADRC 控制器都要小得多, 说明 ADRC 控制器比 PID 控制器具有更好的抗干扰能力.



(a)PID 控制器



(b)ADRC 控制器

图 7 2 种控制器在 T_2 、 T_3 干扰下的仿真响应曲线

4 结 论

本文针对凹版印刷机放卷系统对张力控制稳定性的要求, 根据张力的产生机理及摆辊、辊筒的动力学定律, 建立了放卷系统的非线性模型. 依据系统阶数和静态解耦模型设计了 ADRC 张力解耦控制器, 实现了对放卷张力的恒张力控制. 仿真实验表明, 本文所设计的 ADRC 控制器不仅可以很好地实现对放卷系统的解耦, 而且比传统 PID 控制器具有更好的内部鲁棒性和抗干扰能力, 能够更好地适应凹印机工作的恶劣环境.

参考文献:

[1] LI Jian, MEI Xuesong, TAO Tao, et al. Design tension controller of unwinding system based on BP neural network [J]. Advanced Science Letters, 2011, 4(6/7): 2222-2226.
[2] LUO Fanglin. Multiple-page-mapping backpropagation neural network for constant tension control [J]. IEE Proceedings: Electric Power Applications, 1998, 145 (3): 239-245.
[3] WANG Chunxiang, WANG Zhangyong, YANG Ru-

- qing, et al. Research on precision tension control system based on neural network [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2004, 51(2): 381-386.
- [4] ABJADI N R, SOLTANI J, ASKARI J, et al. Non-linear sliding-mode control of a multi-motor web-winding system without tension sensor [J]. IET Control Theory and Applications, 2009, 3(4): 419-427.
- [5] OKADA K, SAKAMOTO T. An adaptive fuzzy control for web tension control system [C]// Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 1998: 1762-1767.
- [6] 李健,梅雪松,陶涛,等. 放卷张力系统 H_∞ 鲁棒控制器的设计 [J]. 西安交通大学学报, 2012, 46(1): 86-90.
LI Jian, MEI Xuesong, TAO Tao, et al. H_∞ robust control design for unwinding tension system [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2012, 46(1): 86-90.
- [7] KNITTEL D, LAROCHE E, GIGAN D, et al. Tension control for winding systems with two-degrees-of-freedom H^∞ controllers [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2003, 39(1): 113-120.
- [8] HAN Jingqing. From PID to active disturbance rejection control [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(3): 900-906.
- [9] 韩京清. 自抗扰控制技术: 估计补偿不确定因素的控制技术 [M]. 北京: 国防工业出版社, 2008: 255-262.
- [10] HOU Yi, GAO Zhiqiang, JIANG Fangjun, et al. Active disturbance rejection control for web tension regulation [C]// Proceedings of the IEEE Conference on Decision and Control. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2001: 4974-4979.
- [11] ZHOU Wankun, GAO Zhiqiang. An active disturbance rejection approach to tension and velocity regulations in web processing lines [C]// Proceedings of the IEEE International Conference on Control Applications. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2007: 842-848.
- [12] MOKHTARI F, SICARD P, HAZZAB A. Decentralized nonlinear control strategies for disturbance rejection in winding systems [C]// 2011 IEEE International Electric Machines and Drives Conference. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2011: 230-235.

(编辑 管咏梅)