

# 主动转速补偿策略的卷取机交流 传动直接转矩控制系统

陈久伟<sup>1,2</sup>, 李江昀<sup>1</sup>

(1. 北京科技大学自动化学院, 北京 100083; 2. 北华大学工程训练中心, 吉林吉林 132013)

**摘要:** 通过对热连轧卷取机系统的电机转速规程进行分析, 针对实际生产中由加速度和轧机振动因素导致的卷取张力波动问题, 提出一种新型张力控制模型. 并且结合负荷观测与主动转速补偿的思想, 在未安装转矩和轧辊转速传感器的条件下, 首次对于这类有既定速度规程的交流电力拖动系统, 设计出一种具有强抗扰能力的直接转矩控制系统. 实验结果显示采用主动负荷观测与转速补偿控制方法, 能够克服普通直接转矩控制系统的固有缺陷, 减小电机转速波动与输出转矩的耦合, 实现恒张力卷取的控制目标.

**关键词:** 卷取机; 速度规程; 直接转矩控制; 观测器; 转速补偿

**中图分类号:** TM921      **文献标识码:** A      **文章编号:** 0372-2112 (2017)12-2936-08

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn>      **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2017.12.015

## Direct Torque Control System of Coiler Based on Load Observer and Active Speed Compensation

CHEN Jiu-wei<sup>1,2</sup>, LI Jiang-yun<sup>1</sup>

(1. School of Automation & Electrical Engineering, University of Science and Technology Beijing, Beijing 100083, China;

2. Engineering Training Center, Beihua University, Jilin, Jilin 132021, China)

**Abstract:** Based on analysis of the principle in setting speed regulation for strip coiler, according to the actual problem that the acceleration and vibration factors of rolling mill induce the fluctuation of coiling tension, a novel tension control model is proposed. Under the condition that without real-time sensors of rolling torque and speed, combining with the idea of load observation and active speed complement, an improved direct torque control (DTC) system, which has strong ability of disturbance rejection, is designed for the first time. The experiment results show that the active speed compensation method can overcome the inherent defect of the common direct torque control system. Signals of speed fluctuation and torque in the asynchronous motor are decoupled. And constant tension in coiling process is achieved.

**Key words:** coiler; speed regulation; DTC; observer; active compensation

### 1 引言

承接热轧生产流程, 对成品板带钢材进行连续卷取是整个热轧生产过程的最后一道工序. 在卷取过程中, 卷取机的卷动速度控制是保证整个带钢生产线连续高效生产的重要环节, 也是主电机控制算法的难点所在. 要保证良好的产品板形, 就要保持轧机和卷取机之间有恒定的微张力. 微张力的超限波动会导致精轧出口速度波动, 进而会影响到精轧末机架的轧制压力, 轻者导致成品厚度规格偏差和金属内部晶格受损, 严重时会导致产品报废或褶皱堆钢等事故<sup>[1]</sup>.

截至到上个世纪末, 大多数带钢生产线中采用直

流电机作为核心动力<sup>[2]</sup>. 与交流电力拖动系统相比, 直流电力拖动系统的维护成本过高. 近十年来, 随着先进的电力电子变频装置的应用, 越来越多的交流电动机成为带钢卷取机的主引擎. 从日本学者教授高勋提出基于空间矢量脉宽调制 (SVPWM) 驱动方法的直接转矩控制 (DTC, Direct Torque Control) 系统之后<sup>[3]</sup>, 很快德国学者 Depenbrock 成功应用交流异步电动机的 DTC 系统并获得了高精度的动态性能<sup>[4]</sup>. 然而, 在实际工程中发现, 突加突减负荷或持续在时变的速度制度下必然产生转矩脉动, 该问题严重地限制了 DTC 系统在这一类流程工业中的优势. 近期就此问题有研究提出了一些建设性成果. 例如, 通过改进低通滤波器和 PLL (Phase-

Locked Loop) 锁相环技术相结合的磁链估计方法,在 TMS320F2812 的硬件实验平台上实现无传感器的异步电动机 DTC 系统<sup>[5]</sup>. 或针对无刷直流电机,应用正负参考转矩下的半桥调制模式开关管状态查询方法,探究 DTC 系统的转矩脉动最小化问题<sup>[6]</sup>. 还有研究对永磁同步电机的定子磁链设计降阶状态观测器,获得了良好的无差拍控制效果,其思想值得借鉴<sup>[7]</sup>. 本文观点认同 DTC 系统的力矩控制缺点的根源是其原理中的 Bang-Bang 开关控制方式,但是任何硬件平台中的电流变化率都存在固有的时延限制,所以不可能达到理想的实时高精度转矩动态响应. 尤其对于负荷力矩变化较大的情况,通过负载自适应调节器的参数重新整定才能镇定输出转矩和转速的波动<sup>[8]</sup>. 同时,正是因为普通交流卷取系统过于依赖硬件性能. 当前一般的压力和张力传感器的平均精度只有 5% 左右,且动态响应时间延迟约 50ms,所以整个卷取机系统的控制精度仍存在瓶颈. 为改善这种情况,结合本课题工程背景,一些研究者把卷取机作为双向混合系统,然后针对不同模式的动态变量采用不同控制算法,实现整个系统的协同控制. 或者通过数据挖掘方法提取整个卷取过程的特征,然后调整预设的速度规程. 这些方法适用于较固定的工况,当卷取不同厚度的新合金钢种时,规程表的修

正和重置工作非常繁琐.

为此,本文在对 DTC 控制系统模型原理深入研究的基础上,提出针对设有既定速度规程的电力拖动系统,在不依赖实时转矩和速度传感器条件下,结合主动负荷观测的思想,设计出具有强抗扰能力的直接转矩控制系统. 并且经软件开发和硬件联调,在热轧试车车间将此控制方法成功应用于交流卷取机的 DTC 系统,实现同步精确控制交流异步电动机的转速和力矩,进而大幅度提高热轧卷取工序的生产效率和带钢产品质量.

## 2 热连轧带钢卷取工艺

通过对热连轧生产线的设备速度分析,可知连轧线上各部件的速度都不是恒定的,其中主卷筒的转速变化较复杂,不仅要满足顺利承接精轧机进行有节奏的连续生产,即入卷的带钢的线速度规程要符合连轧速度规程,卷取预备阶段不能过长也不能过短. 而且从入卷时刻开始,要避免卷筒产生过大的加减速角速度,保持整个卷取过程处于微张力状态,所以设计卷筒的运行速度规程十分重要. 从带钢的轧线线速度规程着手建立数学模型,为方便求解,我们将带钢的速度规程绘制成简图,如图 1 所示,并按照此速度规程对整个卷取过程分段进行处理<sup>[9]</sup>.

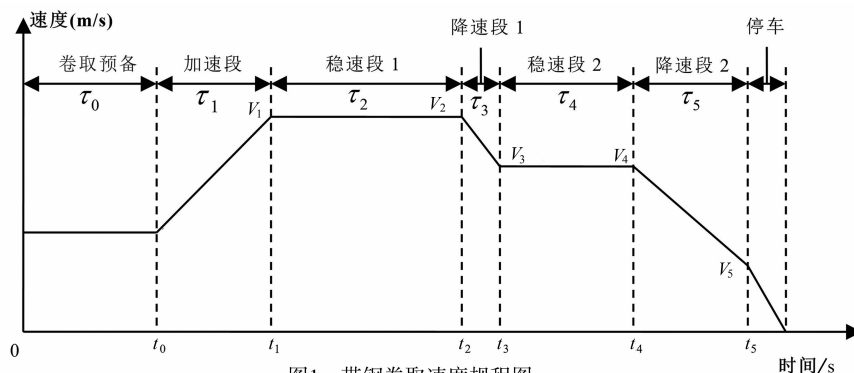


图1 带钢卷取速度规程图

生产中一般会对起始速度  $V_0$ 、最大速度  $V_1$ 、卷筒制动前的速度  $V_5$  和最大卷径都有较严格的要求. 而其它参数可以通过迭代计算调整的方法逐一定出.  $V_0$  为起始速度,一般取值为  $5 \sim 12\text{m/s}$ ,卷筒停车前速度  $V_5$  一般小于  $V_0$ ,主要为了卷取机能够快速停车和便于转移钢卷,另外也可有效避免带钢尾端脱离夹送辊后有剧烈甩动. 最大卷径要根据生产线设计的生产能力确定. 3 个加减速段的加速度值可作为电力拖动系统的输入量,一般其取值范围为  $0.1 \sim 1.2\text{m/s}^2$ . 热连轧带钢卷取工艺简图如图 2. 图中  $T$  表示卷取张力,  $V_{\text{out}}$  是最后一道轧制后的带钢出口速度.  $V_{\text{in}}$  是卷取机端的入卷线速度. 理想的状态是  $V_{\text{out}} = V_{\text{in}}$ ,在实际卷取过程中,一般是  $V_{\text{in}}$  略微大于  $V_{\text{out}}$ ,保持微张力卷取,这样更利于保持良好

卷形. 根据钢材的弹性形变特性,入卷时水平速度产生的张力  $T_R$  的计算公式为:

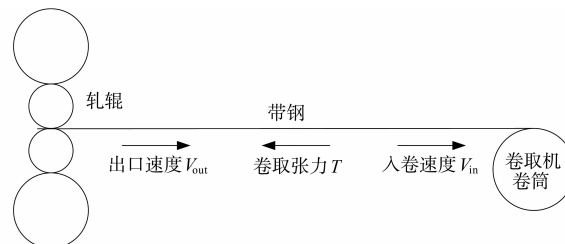


图2 热连轧卷取过程的工艺简图

$$T_R = \frac{SE}{l} \int (V_{\text{in}} - V_{\text{out}}) dt \quad (1)$$

式中的  $S$  是带钢的横断面积 ( $\text{mm}^2$ );  $E$  是带钢的弹性模量,对于不同的钢种取值不同;  $l$  是轧辊到卷筒的距离 ( $\text{mm}$ ).

本文考虑最后一个轧制道次主要作用是板形的精整,但仍有压下量,那么轧辊的压下在连续卷取的过程中不可避免的对卷取张力产生后张力作用  $\Delta T$ ,即带钢的抖振直接成为卷取张力的加性扰动. 以往的卷取机张力控制研究中,常将其忽略. 本文首次提出对于高精度张力控制需将振动导致的张应力考虑在内. 由现场的测试可知,轧机垂直振动的波形一般接近于简谐波,一般可设其为余弦波形式<sup>[10]</sup>:

$$\Delta H = C \cos \omega' t \quad (2)$$

其中,  $\Delta H$  是工作轧辊垂直方向的振动位移;  $C$  是简谐波振幅;  $\omega'$  是谐波振动的角频率. 设工作辊在垂直方向上是做上下等幅度振动的,则板带出口实际厚度为:

$$H = H_s + 2\Delta H \quad (3)$$

其中,  $H_s$  是理想稳态轧制时的带钢出口厚度.

根据热连轧理论,轧制力导致带钢振动,进而由此振动偏移量所产生的水平方向张力为:

$$\Delta T = S_1 - \frac{P}{W Q_p \sqrt{R'} |\Delta H|} \quad (4)$$

其中,  $S_1$  是带钢的屈服应力;  $W$  是带钢的宽度;  $Q_p$  是应力状态系数. 按 Hill 轧制公式:

$$Q_p = 1.08 + 1.79 \varepsilon f \sqrt{\frac{R'}{H}} \quad (5)$$

其中,  $\varepsilon$  是最后一个轧制道次的压下率;  $f$  是辊缝摩擦系数. 那么总入卷张力为:

$$T = T_R + \Delta T \quad (6)$$

从式(1)看到卷取张力是线速度差的积分,随着卷筒外径  $D$  逐渐增大. 在卷筒的旋转角速度  $\omega_R$  的调节相对滞后的情况下,线速度差会变大,导致张力在整个卷取过程中一直增大. 为达到卷取的各项工艺要求,须有效调节卷筒的角速度,使其逐渐减小,才能使得速度差  $V_{in} - V_{out}$  保持几乎恒定. 对于卷取机的板带入口端,线速度  $V_2 = \pi D \omega_R$ ,在带钢卷入线上与张力对应的转矩为:

$$M_T = TD/2\eta i \quad (7)$$

式中,  $i$  是卷取电动机至卷筒的减速比;  $\eta$  是机械装置的传动效率,一般取值为 0.9 左右. 即卷筒的旋转角速度为:

$$\omega_R = \frac{TV_2}{2\pi i \eta M_T} \quad (8)$$

另外,对于较厚的带钢产品,须考虑卷取过程中的塑形形变对张力的限制作用. 一般的,  $\bar{T} = k_s \delta$ ,  $\delta$  是带钢在一定温度下的屈服极限,单位 kg; 系数  $k_s$  取值一般为 0.15 ~ 0.6.

### 3 间接型张力控制方法

间接型张力控制是充分利用电动机的电枢电流(磁通量)与卷取张力成正比,而张力与卷径成正比的函数关

系,把方便实时测量的钢卷外直径作为反馈量,通过控制电机电枢的电流和励磁磁通,间接实现卷取张力的恒定控制. 该方法也称作电流电势负荷控制法,优点是硬件系统成本低、检测信号获取快速和控制精度高.

电机内部参数定子电流和磁链的关系式为:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{n_p}{J} [n_p (i_{sq} \varphi_{sd} - i_{sd} \varphi_{sq}) - M_L] \quad (9)$$

其中,

$$\omega = \frac{n_p}{J} \int_0^t (M_e - M_L) dt, \quad M_e = n_p (i_{sq} \varphi_{sd} - i_{sd} \varphi_{sq})$$

式中,  $M_e$  是电动机输出的力矩;  $M_L$  是电机转子输出的机械转矩; 下标  $d$  和  $q$  分别代表两相正交旋转坐标系的  $d$  轴和  $q$  轴;  $s$  和  $r$  分别代表定子和转子.

DTC 系统的工作原理是经典的,这里不作赘述. 分析发现对于含有时变参数的动态系统,经典的 DTC 系统的调节过程中存在固有缺陷. 体现在速度调节器的参数调节滞后于速度的降落与超调. 即当比例系数较小且积分系数较大时,负荷增大导致的速度降落在短时间内得不到完全恢复,这对于要求速度匹配精度高的场合是不适用的. 当比例系数较大且积分系数较小时,虽然速度降落恢复较快,但可能造成反向超调量加大,这对于速度实时匹配性要求高的场合也不适用,表现出无论如何整定速度调节器的参数,速度的小波动都将无法避免. 究其根本原因,在于 Bang-Bang 电流环的控制方式. 本文作者观点是:速度波动不能完全消除是 DTC 系统的本质问题,因 DTC 系统的内电流环是通过选择空间矢量扇区的离散型系统,实际上是个开环的开关比例调节系统,即便速度调节器处于饱和输出状态,由于速度环开路,电流环只能分解到多步采样控制,才能输出完整的电磁转矩的调整信号. 而且双位式电流控制的限幅值是有限的,从式(9)可以看出转速恢复是积分过程,其响应快慢取决于双位式电流控制的幅值. 由此得出结论: DTC 系统对于具有大的冲击负荷或连续时变特性的扰动存在着不可完全恢复的速度波动. 据此我们设计的新方法将在下文给出.

## 4 DTC 系统的力矩观测器与转速补偿

### 4.1 观测器设计原理

将扩张状态观测器(ESO, Extended State Observer)引入 DTC 方式的交流电力拖动系统中<sup>[11]</sup>. 设二阶被观测的对象为:

$$\ddot{y} = f(y, \dot{y}, \omega) + bu \quad (10)$$

其中,  $\omega(t)$  为未知的外部扰动;  $\ddot{y} = f(y, \dot{y}, \omega) + bu$  为未知的时间函数,包含了系统中所有的不确定项;  $b$  是待定系数. 式(10)写成矩阵形式为:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = f(x_1, x_2, \omega) + bu \\ y = x_1 \end{cases} \quad (11)$$

记函数的实时值为

$$a(t) = f(x_1, x_2, \omega) \quad (12)$$

对于未知的非线性函数部分,令其为新状态变量  $x_3(t) = f(x_1, x_2, \omega)$ ,那么系统扩张一维变成:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = x_3 + bu \\ \dot{x}_3 = f'(x_1, x_2, \omega) \\ y = x_1 \end{cases} \quad (13)$$

时变的函数  $h(t) = f'(x_1, x_2, \omega)$  也是未知部分,但是对这个系统已经可以建立状态观测器:

$$\begin{cases} e_1 = z_1 - y \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_1 g_1(e_1) \\ \dot{z}_2 = z_3 - \beta_2 g_2(e_1) + bu \\ \dot{z}_3 = -\beta_3 g_3(e_1) \end{cases} \quad (14)$$

观测器的观测目标是对各个被观察的状态变量实现误差趋于零的实时跟踪,即:

$$z_i(t) \rightarrow x_i(t), \quad i = 1, 2, 3 \quad (15)$$

根据式(13)和(14),系统状态观测器的误差方程为:

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = e_2 - \beta_1 e_1 \\ \dot{e}_2 = e_3 - \beta_2 g_2(e_1) \\ \dot{e}_3 = h(t) - \beta_3 g_3(e_1) \end{cases} \quad (16)$$

尽管函数  $f(x, \dot{x}, \omega)$  和外扰  $\omega(t)$  未知,但系统运行过程中的实时值  $a(t)$  仍能被估计出来. ESO 参数设置数值与采样间隔  $h$  有关,本文计算过程中各系数取为:  $h = 0.01$  时,  $\alpha(t) = 0.5, \beta_1 = 100, \beta_2 = 200, \beta_3 = 2000$ .

在通常情况下:  $\alpha(t) = 0.01 \sim 1$ , 常见的有 0.1、0.25 和 0.5;  $\beta_1 = 100 \sim 200, \beta_2 = 100 \sim 1000, \beta_3 = 1000 \sim 5000$  甚至更大至几万.

$$\beta_1 = [100, 200], \beta_2 = [100, 200], \beta_3 = [500, 900].$$

$$g_i(e_1) = |e_1|^{\frac{1}{2i-1}} \text{sign}(e_1), \quad i = 1, 2, 3 \quad (17)$$

使得式(14)的 ESO 具有变结构观测器形式,对式(16)可以采用由  $g_i(e_1)$  结构特性改造得到的连续幂次函数,因为幂次函数在原点附近具有更好线性特性,对于小信号的观测更精确:

$$\text{fal}(e, \alpha, \delta) = k \left( \frac{e}{\delta^{1-\alpha}} - |e_1|^\alpha \text{sign}(e) \right) + |e_1|^\alpha \text{sign}(e) \quad (18)$$

其中,  $k = \frac{\text{sign}(e + \delta) - \text{sign}(e - \delta)}{2}$ , 原点附近函数的线性段长度是  $2\delta$ .

由前面的卷取张力分析可知,电磁转矩向电机外部

提供的负载转矩主要包括加速/减速产生的力矩和轧制振动导致的张力应力(克服机械摩擦的力矩损失很小可以忽略). 当速度接近零,没有加速/减速力矩. 而在平稳卷取的时段  $\tau_2 \sim \tau_3$ , 振动导致的应力起作用,则可认为负载转矩包含外扰动. 根据这一负载特点扰动观测器可以针对稳态运行阶段的模型进行设计. 另外系统在咬钢阶段,振动张力负载也可以作为加性扰动包含在总外扰动中. 力矩与转速观测器具体设计方法如下节所述.

## 4.2 电机转速补偿器的设计

从上面的分析可知,在空载的情况下转速及转速的变化率以及负载转矩的波动,能够间接地通过电磁转矩观测器获得. 基于自抗扰控制器理论,扩张观测器不仅能跟踪负载转矩,而且可以跟踪电磁转矩的各阶导数<sup>[12]</sup>. 同样,在卷取机未设置实时速度传感器的情况下,根据非线性模型设计转子转速的观测器,不仅可以有效估测未建模的内外扰动信号,而且可以间接获得卷取机的实时速度和加速度<sup>[13]</sup>. 选择卷取机电机的状态变量和系统输入变量为:

$$\mathbf{x} = [x_1 \quad x_2 \quad x_3 \quad x_4]^T = [\omega_r \quad \psi_{rd} \quad i_{sd} \quad i_{sq}]^T$$

$$\mathbf{u} = [u_{sd} \quad u_{sq}]^T$$

对于稳态运行时的电机,经磁链定向后可以认为  $u_{rd} = u_{rq} = 0$ . 本文采用包含铁芯损耗因素(为便于计算变速控制过程中的热量损耗)的四阶异步电动机模型:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = A(x_2 x_4 - B x_2^2) - C \\ \dot{x}_2 = \frac{-D}{L_m} x_2 + D x_3 \\ \dot{x}_3 = E x_2 - G x_3 + \omega_1 x_4 + \frac{u_{sd}}{\sigma L_s} \\ \dot{x}_4 = -F x_1 x_3 - G x_4 - \omega_1 x_3 + \frac{u_{sq}}{\sigma L_s} \end{cases} \quad (19)$$

其中,

$$A = \frac{n_p^2 L_m}{J L_r}, B = \frac{\omega_1}{R_{Fe}}, C = \frac{n_p}{J} T_L,$$

$$D = \frac{R_r R_{Fe}}{R_r + R_{Fe}}, E = \frac{R_r R_{Fe}}{\sigma L_s L_m (R_r + R_{Fe})},$$

$$F = \frac{L_m R_{Fe}}{\sigma L_s (R_r + R_{Fe})}, G = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r R_{Fe}}{\sigma L_s (R_r + R_{Fe})},$$

$$H = \frac{1}{\sigma L_s}$$

系统的输出方程为:

$$\mathbf{y} = [h_1(x) \quad h_2(x)]^T = [\psi_r \quad \omega_r]^T = [x_2 \quad x_1]^T \quad (20)$$

模型中,  $R, i, \psi, u, L$  和  $M$  分别表示:电阻、电流、磁链、电压、电感和互感,下标的字母‘ $d$ ’和‘ $q$ ’代表两相旋转坐标系的方向轴和旋转轴. 而下标‘ $d$ ’和‘ $r$ ’表示定子和转子的相应变量.  $R_{Fe}$  是转子铁芯的电阻.  $J, n_p, \omega, \omega_1$  和  $T_L$  分别表示:电机转子的转动惯量、电机内部电极的对

数、转子输出的机械角速度、旋转坐标的同步角速度和电机输出的机械转矩. 电机的漏磁系数为:

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$$

经整理, 交流异步电动机的仿射非线性模型为:

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u \\ y = h(x) \end{cases} \quad (21)$$

其中,

$$f(x) = \begin{bmatrix} A(x_2 x_4 - Bx_2^2) - C \\ \frac{-D}{L_m} x_2 + Dx_3 \\ Ex_2 - Gx_3 + \omega_1 x_4 - Fx_1 x_3 - Gx_4 - \omega_1 x_3 \end{bmatrix},$$

$$g(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ H & 0 \\ 0 & H \end{bmatrix}.$$

电机运行时, 加减速导致转速的波动, 转速的实际值  $\tilde{\omega}_r = \omega_r \pm \Delta\omega_r$ ; 相应地, 转子磁链发生同步变化, 实际值应为  $\tilde{\psi}_{rd} = \psi_{rd} \pm \Delta\psi_{rd}$ . 将式(21)中的  $f(x)$  分为如下两部分. 模型的未知部分或待估算部分为:

$$f_1(x) = \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{12} \\ f_{13} \\ f_{14} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A(x_2 x_4 - Bx_2^2) \\ \frac{-D}{L_m} x_2 \\ Ex_2 \\ -Fx_1 x_3 \end{bmatrix} \quad (22)$$

其余为可直接得到的确定性部分:

$$f_2(x) = \begin{bmatrix} f_{21} \\ f_{22} \\ f_{23} \\ f_{24} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -C \\ Dx_3 \\ -Gx_3 + \omega_1 x_4 \\ -Gx_4 - \omega_1 x_3 \end{bmatrix} \quad (23)$$

然后, 对于待观测部分, 构建出磁链的扩张观测器方程:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{\omega}}_r = \tilde{f}_{11} - \beta_1 \text{fal}(\tilde{\omega}_r - \omega_r, \alpha_1, \delta) + f_{21} \\ \dot{\tilde{f}}_{11} = -\beta_2 \text{fal}(\tilde{\omega}_r - \omega_r, \alpha_2, \delta) \\ \dot{\tilde{\psi}}_{rd} = \tilde{f}_{12} - \beta_1 \text{fal}(\tilde{\psi}_{rd} - \psi_{rd}, \alpha_1, \delta) + f_{22} \\ \dot{\tilde{f}}_{12} = -\beta_2 \text{fal}(\tilde{\psi}_{rd} - \psi_{rd}, \alpha_2, \delta) \end{cases} \quad (24)$$

这样, 可以估算出转子转速和磁链, 及其未知状态变量的加速度. 同理, 将模型式(21)中的确定性部分, 即直接测量的部分扩张至式(24)中, 再代入  $\dot{i}_{sd} = f_{13} + f_{23}$ ,  $\dot{i}_{sq} = f_{14} + f_{24}$ , 可以得到电流的观测值. 即在对电机模型的观测过程中, 未知部分实际包括未建模的转速和转子磁链的变化量. 而未建模部分的阶数是有限的, 取得的数值也是有界的. 然而, 需注意到的是转子磁链的模型

中含有开环的纯积分环节, 容易导致磁链输出超调. 所以为了以调节器输出值的较小增益镇定主系统, 将观测器的模型扩展为:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{\omega}}_r = f_{21} + \tilde{f}_{11} + \beta_1 \Delta\omega_r \\ \dot{\tilde{\psi}}_{rd} = f_{22} + \tilde{f}_{12} + \beta_1 \Delta\psi_{rd} \\ \dot{\tilde{i}}_{sd} = f_{23} + \tilde{f}_{13} + \beta_2 \Delta\omega_r \\ \dot{\tilde{i}}_{sq} = f_{24} + \tilde{f}_{14} + \beta_2 \Delta\psi_{rd} \\ \dot{\tilde{f}}_{11} = -\beta_3 \text{fal}(\Delta\omega_r, \alpha, \delta) \\ \dot{\tilde{f}}_{12} = -\beta_3 \text{fal}(\Delta\psi_{rd}, \alpha, \delta) \end{cases} \quad (25)$$

其中,

$$\begin{aligned} \tilde{f}_{11} &= A[\tilde{\psi}_{rd}(\Delta i_{sq} + \Delta\omega_r i_{sq}) - B\tilde{\psi}_{rd}^2] \\ \tilde{f}_{12} &= \frac{-D}{L_m} \tilde{\psi}_{rd}^2 \\ \tilde{f}_{13} &= E\tilde{\psi}_{rd} \\ \tilde{f}_{14} &= -F(\Delta i_{sd} + \Delta\psi_{rd} i_{sd}) \end{aligned}$$

可见, 经过对观测器中的待观测量加入增量的改造, 缩短了磁链模型中的纯积分环节的观测时延, 可以有效减小系统输出的超调量.

$\tilde{f}_{1i} + b_i \Delta x_j$  的作用集成在非线性的 PID (Proportional-Integral-Differential) 调节器中,  $i, j = 1 \cdots n, n = 4$ . 通过比较速度规程和速度反馈量, 其差值小于预先设定的阈值时, 判定在电机负载端无加减速的调节指令, 此时观测的电磁力矩就是负荷力矩. 须特别注意的是, 这个阈值设定应按照具体工程需要而进行调整, 避免小的负载扰动造成过大的速度超调. 本设计中设定了力矩偏差阈值下限, 当力矩偏差的绝对值超过下限时, 观测到的力矩波动才是必须被消除的力矩扰动. 如果阈值设定不合理. 对力矩波动不加选择地引入速度补偿环节, 自动的速度补偿控制将失效, 甚至会造成更加严重的系统不稳定. 原因是观测器获得的信息包含负荷力矩与角速度、力矩变化率与角加速度, 必须依据具体工况设计非线性转速调节器环节. 此外还需对观测到的信号进行适当的滤波处理, 消除高频噪声, 使得观测器的观测值更加精确. 此非线性系统状态方程的解只能是近似的数值解<sup>[14]</sup>.

## 5 卷取机张力控制实验与分析

### 5.1 实验设备规格及说明

本文结合某国家重点实验室板带轧制中试车间的实验设备, 510mm 可逆式四辊冷轧轧机以及卷取控制系统, 对含主动补偿控制器的 DTC 系统方案进行开发和研究. 无论热连轧和冷轧, 其卷取机工作方式基本一致. 卷取机交流调速系统的主要技术参数如表 1 所示.

表 1 卷取机主要技术参数 (长度单位:mm)

产品型号	卷筒直径	带材厚度	带材宽度	带卷外径	卷重(t)	基准张力(kN)	卷取速度(m/s)	电机功率(kW)
φ510/508	510	0.2~2	500~1070	1600	16	15	<5	90
φ610	570~610	0.3~4.5	550~1250	2000	21	20	<6	90

5.2 实验数据分析

通过本文所设计的扩张观测器,对交流异步电动机模型实施动态观测,得到了转矩和转速信号及其一阶二阶导数值,如图 3 所示.

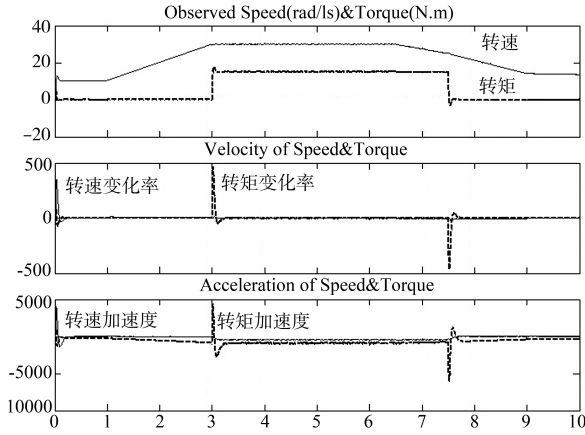


图3 主电机转矩和转速信号观测值

按照设定的速度规程运行卷取机,为考察控制效果,本研究中分别调用经典 DTC 系统的调节器(PID)和加入了基于观测信号的主动速度补偿算法的调节器.如图 4 所示.

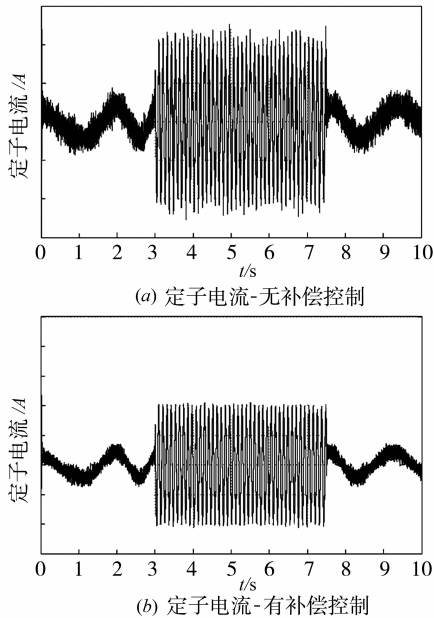
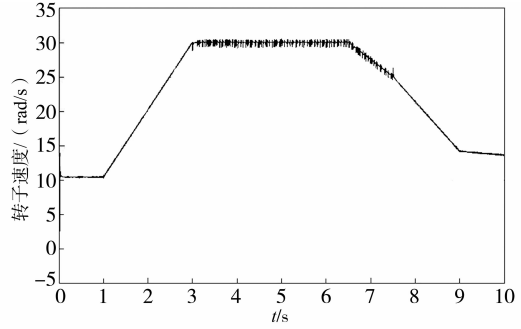
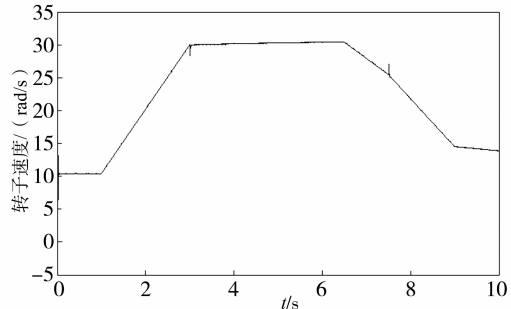


图4 主电机定子电流对比图

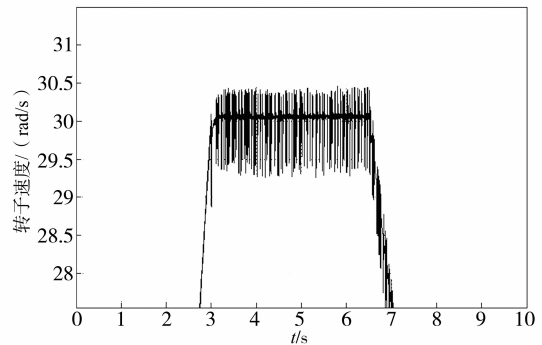
图 4(a)为普通 DTC 系统的主电机定子电流;图 4 (b)为含有速度补偿的 DTC 系统主电机定子电流.实验结果显示,无论是空载时段还是加速减速时段,由 DTC 系统的 Bang-Bang 电流环的控制方式导致的不规则定



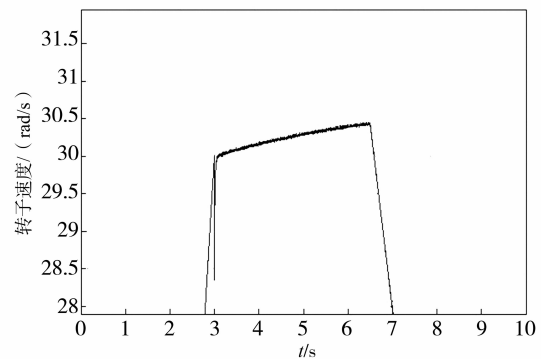
(a) 转子转速-无补偿控制



(b) 转子速度-有补偿控制



(c) 转子转速-无补偿控制-局部放大



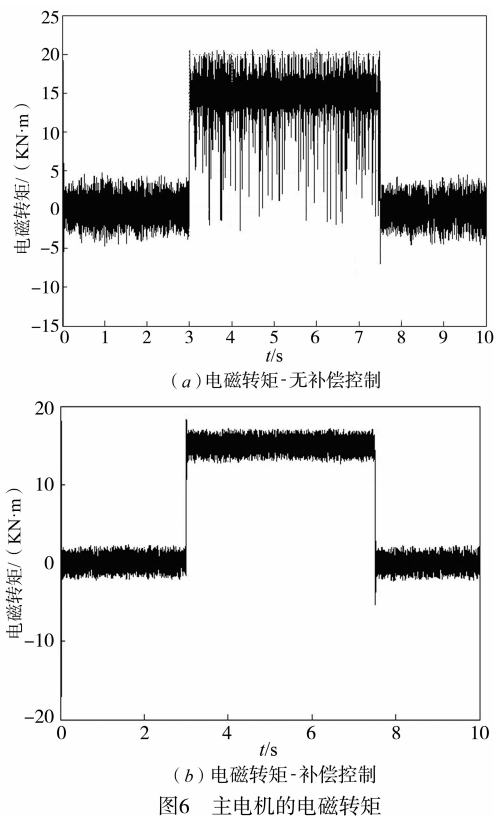
(d) 转子转速-有补偿控制-局部放大

图5 主电机输出的转子转速对比图

子电流纹波明显减少.通过对数据的快速谐波分析,得到应用主动转速补偿策略后,定子单相电流的谐波畸

变率平均减少了 2%。卷取机内主电机输出的转子转速图 5 所示。实验结果表明,主动转速补偿控制方法可以消除原 DTC 系统加减速阶段的转速波动。由于使补偿方法起作用的触发信号源于转矩观测器的输出端,所以在空转时段和停车时段,转速的控制效果几乎没有区别。由稳定卷取时段的转速局部放大对比图看到:改进的 DTC 系统可以近似智能地识别卷取转矩的瞬时变化率,并且主动对于 3% 以内的转矩高频波动不进行电流调节,从而有效维持了稳定卷取阶段的转速处于高度平稳状态。

如图 6 所示,由于采用负载转矩观测器对电机内部的电磁转矩进行观测,达到了实时测量电磁转矩的作用。除转速切换点之外,较大的转矩波动得到即时的抑制。卷取机输出的负载转矩数据如图 7 所示。结果显示,卷取机输出的机械转矩对速度规程拟合效果良好。将持续卷取阶段的力矩抖振偏差由  $\pm 1\%$  优化了一个数量级,达到  $\pm 0.1\%$ 。以 DTC 方式实现了恒张力卷取的工程设计目标。



## 6 结论

为能使直接转矩控制系统应用于具有冲击负荷和连续时变转速扰动的工业电力拖动装置中,必须对交流电机的转速进行补偿控制,在无实时的负荷传感器条件下,设计负荷观测器,并有效地进行转速补偿是十分必要的。本设计将信号观测和主动补偿思想成功地

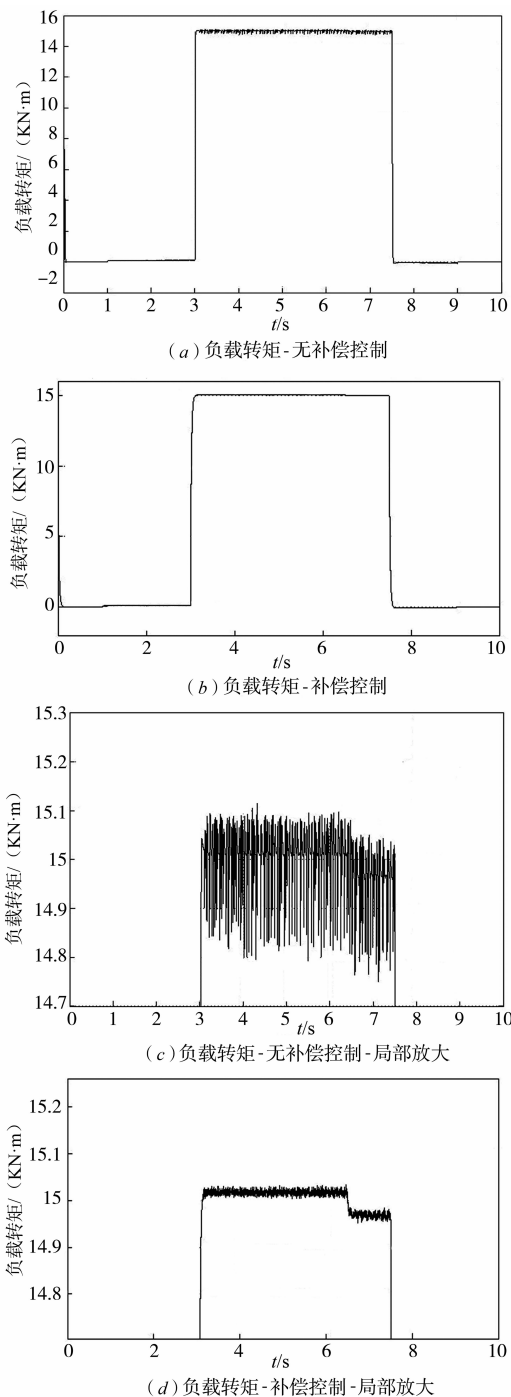


图7 卷取机卷筒的机械负载力矩及局部放大对比图

应用到了热连轧卷取机生产线的工程试验项目中,达到了恒张力卷取且卷筒转速平稳的控制效果。同时,本研究实现了大型异步电动机 DTC 系统出力矩与速度的解耦,一定程度上扩展了 DTC 装置的应用范围,大幅度提高了此类拖动装置的控制精度和整体动态性能。

## 参考文献

- [1] 杨泽伟,安连祥,王会丰,等. 计算卷取机动态转矩的新

- 方法[J]. 冶金自动化,2009,33(3):66-68.
- Yang ZW, An LX, Wang HF, et al. A new calculation method of dynamic torque of coiler[J]. Metallurgical Industry Automation,2009,33(3):66-68. (in Chinese)
- [2] Kayama S, Tanaka T, Kubota A. Modernization of down-coiler for hot strip mill[A]. Proceeding of IEEE Industry Applications Society Annual Meeting[C]. Denver: IEEE, 1986. 949-953.
- [3] Takahashi I, Noguchi T. A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1986, 22(5): 820-827.
- [4] Baader U, Depenbrock M, Gierse G. Direct self control of inverter-fed induction machine[A]. Industry Applications Society Annual Meeting, 1989[A]. San Diego, CA, USA: IEEE, 1989. 486-492.
- [5] 何志明, 廖勇, 李辉. 一种新颖的无传感器异步电动机直接转矩控制系统[J]. 电工技术学报, 2009, 24(11): 21-25.
- He ZM, Liao Y, Li H. A novel sensorless induction motor DTC system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(11): 21-25. (in Chinese)
- [6] 李珍国, 章松发, 周生海. 考虑转矩脉动最小化的无刷直流电机直接转矩控制系统[J]. 电工技术学报, 2014, 29(1): 139-146.
- Li ZG, Zhang SF, Zhou SH. Direct torque control of brushless DC motor considering torque ripple minimization[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(1): 139-146. (in Chinese)
- [7] 王斌, 王跃, 郭伟. 基于定子磁链降阶状态观测的永磁同步电机无差拍直接转矩控制系统[J]. 电工技术学报, 2014, 29(3): 160-171.
- Wang B, Wang Y, Guo W. Deadbeat direct torque control of permanent magnet synchronous motor based on reduced order stator flux observer[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(3): 160-171. (in Chinese)
- [8] 郭鑫, 任海鹏. 三相 PWM 变换器的负载自适应控制[J]. 电子学报, 2015, 43(10): 2088-2094.
- Guo X, Ren HP. Load adaptive control for three-phase PWM converter[J]. Acta Electronic Sinica, 2015, 43(10): 2088-2094. (in Chinese)
- [9] 刘建业. 地下卷取机力能参数研究及软件编制[D]. 重庆大学, 2003. 27-34.
- Liu J Y. Research of the Mechanics Parameters & Development of the Software for Down Coiler[D]. Chongqing University, 2003. 27-34. (in Chinese)
- [10] 杨旭, 童朝南, 孟建基. 冷板带轧机含振动因素的轧制力模型[J]. 振动、测试与诊断, 2010, 30(4): 422-428.
- Yang X, Tong CN, Meng JJ. Mathematical model of rolling force in the analysis of cold rolling chatter[J]. Journal of Vibration, Measurement & Diagnosis, 2010, 30(4): 422-428. (in Chinese)
- [11] 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(1): 85-88.
- Han JQ. A class of extended state observers for uncertain system[J]. Control and Decision, 1995(1): 85-88. (in Chinese)
- [12] 杨明, 董晨, 王松艳, 等. 基于有限时间输出反馈的线性扩张状态观测器[J]. 自动化学报, 2015, 41(1): 59-66.
- Yang M, Dong C, Wang SY, et al. Linear extended state observer based on finite-time output feedback[J]. Acta Automatica Sinica, 2015, 41(1): 59-66. (in Chinese)
- [13] 张立炎, 向旭, 龙容, 等. 基于 ESN 的非线性系统未建模动态补偿及控制[J]. 电子学报, 2016, 44(1): 60-66.
- Zhang LY, Xiang K, Long R, et al. Unmodeled dynamics compensation and control of nonlinear system based on ESN[J]. Acta Electronic Sinica, 2016, 44(1): 60-66. (in Chinese)
- [14] 曹少中, 李杨. 线性协调控制系统状态方程的级数解[J]. 电子学报, 2010, 38(2A): 41-44.
- Cao SZ, Li Y. Series solution of the state equation for noystems[J]. Acta Electronic Sinica, 2010, 38(2A): 41-44. (in Chinese)

#### 作者简介

陈久伟 男, 1968 出生, 北京科技大学自动化学院博士研究生, 北华大学工程训练中心, 讲师, 研究方向为先进控制理论应用于交流调速系统, 长期从事电力传动和自动化教学与科学研究工作, 参与编写三册教材、三次获得市厅级及省级科技奖项, 作为指导教师多次获得省级和国家级电子竞赛奖励. 当前主要研究方向非线性理论及应用、自抗扰控制理论及应用、先进交流电机控制理论及其工程应用等. E-mail: 260489174@qq.com

李江昀 男, 1977 出生, 北京科技大学自动化学院, 副教授, 博士, 研究方向为控制理论及电气自动化. 长期从事冶金过程计算机控制和智能控制, 主持和参与多次热连轧和冷轧机控制系统设计和实施, 主持某模具钢在线预硬装置设计和实施, 获冶金科学技术奖一等奖. E-mail: leejy@ustb.edu.cn