

多线切割机的速度同步控制

蒋 近^{1,2}, 戴瑜兴¹, 郜克存¹, 彭思齐¹

(1. 湖南大学 电气与信息工程学院, 湖南 长沙 410082; 2. 湘潭大学 信息工程学院, 湖南 湘潭 411105)

摘要: 介绍了多线切割机的总体结构, 说明了它的工作原理, 针对钢丝线张力波动的问题, 提出了一种基于相邻轴速度误差的多轴同步控制策略. 以收放线电机和主电机为控制对象, 定义了多轴系统的跟踪误差和同步误差, 引入了相邻轴速度误差的概念, 设计控制转矩满足电机的运动方程, 使得相邻轴速度误差及其微分趋于零, 实现多轴的同步控制. 采用李雅普诺夫函数证明了算法的收敛性和稳定性. 仿真和实验表明该控制策略不仅同步性高、稳定性好、收敛速度快, 而且张力控制精度高、波动范围小.

关键词: 多线切割机; 多轴; 速度同步控制; 李雅普诺夫函数

中图分类号: TP273 **文献标识码:** A

Speed synchronization control of multi-wire saw

JIANG Jin^{1,2}, DAI Yu-xing¹, GAO Ke-cun¹, PENG Si-qi¹

(1. College of Electrical and Information Engineering, Hunan University, Changsha Hunan 410082, China;

2. College of Information Engineering, Xiangtan University, Xiangtan Hunan 411105, China)

Abstract: The overall structure of the multi-wire saw is introduced and its working principle is explained. To deal with the fluctuation problem of wire tension, a multi-axis synchronization control strategy is put forward based on the speed error on the adjacent axis. In this strategy, the supply/collect spool motor and main motor are considered the control objects. By defining the tracking error and the synchronization error for the multi-axis system, and introducing the speed error on the adjacent axis, we design a torque control scheme based on the dynamic equations of the motor to make the speed error and its derivative tend to zero, thus realizing the multi-axis synchronization. The convergence and the stability of the algorithm are proved by using the Lyapunov function. Simulations and experiments show that this strategy provides not only the high synchronization precision, good stability and high convergence rate, but also the high control precision and small fluctuation range of tension.

Key words: multi-wire saw; multi-axis; speed synchronization control; Lyapunov function

1 引言(Introduction)

随着我国光伏产业和集成电路产业的迅速发展, 硅片的市场需求量日益增长, 对硅片的直径(≥ 200 mm)要求越来越大, 对硅片的厚度(≤ 0.2 mm)要求越来越薄, 多线切割以其高精度、高效率、低损耗的特点逐渐取代了传统的外圆和内圆切割成为硅棒切割加工的主要方式. 多线切割是通过一根钢丝线的高速往复运动把磨料带入硅棒进行切片加工, 将待切割硅棒一次性同时切割成数百或数千片薄片的新方法.

多线切割机的张力控制是关系到加工能否顺利进行和加工质量好坏的关键技术. 钢丝线在切割过程中不允许断线, 否则整根硅棒将报废, 造成较大的经济损失; 钢丝线在切割过程中的抖动幅度和频度直接决定了硅片加工的质量(翘曲度、弯曲度、总厚度误差和中心厚度误差等参数值); 另外, 多线切割

工艺要求对于同一工件加工的不同阶段所要求的钢丝线张力也不相同^[1~3]. 文献[4]以两电机变频调速系统为研究对象, 把神经网络广义逆控制方法应用于该系统张力和速度的解耦控制中; 文献[5]分析了多线切割机放线系统张力锤的速度调节和张力控制的机械结构原理, 提出了一种自适应逆随动控制系统结构; 文献[6]针对张力系统实时性的要求, 同时为了保证控制系统可靠性, 提出了在线和离线遗传优化的张力系统模糊控制方法. 针对钢丝线张力波动的问题, 本文提出了一种基于相邻轴速度误差的多轴同步控制方法进行间接张力控制.

2 多线切割机的总体结构(Overall structure of multi-wire saw)

多线切割机的总体结构如图1所示. 开始所有钢丝线全部缠绕在放线轮(2)上, 通过一系列导向轮缠绕到2个加工辊(5和6)上, 形成一排数百或数千按一

定间隔排列的钢丝线组成了切割面,再通过一系列导向轮回到收线轮(1),2个加工辊通过同步带由一个主电机拖动,使得2个加工辊正反向交替运转,使钢丝线往复运行,逐渐由放线轮转移到收线轮上,在这个过程中将放置硅棒的工作台(11)由上往下移动,同时供给磨料配合完成硅棒的切片加工,一次性将硅棒切割成数百或者数千片薄片。

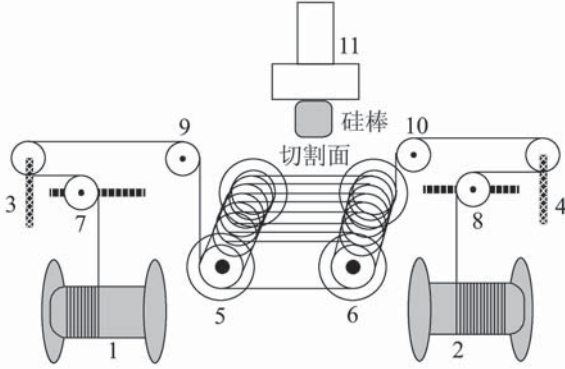


图1 多线切割机的总体结构

Fig. 1 Overall structure of multi-wire saw

张力控制是多线切割机的关键技术,通过图1中的张力摆杆3和4分别控制收线侧和放线侧的钢丝线张力.张力摆杆3和4分别通过2个张力电机输出恒转矩对钢丝线施加张力,对于收线侧而言,张力摆杆3的两边分别是收线电机和主电机,当收线电机的线速度与主电机的线速度保持一致时,张力摆杆3的速度为零,此时收线侧钢丝线上的张力保持恒定,对于放线侧而言同理可知当放线电机的线速度与主电机的线速度保持一致时,张力摆杆4的速度为零,此时放线侧钢丝线上的张力保持恒定.所以,控制张力就是控制张力摆杆两边的线速度差,从某种意义上说,张力控制系统实际上就是一种多轴速度同步控制系统,下面详细分析主电机和收放线电机的速度同步控制。

3 基于相邻轴速度误差的多轴同步控制(Multi-axis synchronization control based on adjacent axis speed error)

3.1 多轴同步控制的方法(Method of multi-axis synchronization control)

多轴同步控制需要实现收线电机、放线电机和主电机的同步^[7,8].为便于分析,下文中下标1表示收线电机,下标2表示主电机,下标3表示放线电机.电机运动方程定义如下:

$$J_i(\omega_i)\dot{\omega}_i(t) + C_i(\omega_i, \dot{\omega}_i)\omega_i(t) = M_i, \quad i = 1, 2, 3, \quad (1)$$

式中: $\omega_i(t)$ 表示第*i*轴的角速度, $J_i(\omega_i)$ 和 $C_i(\omega_i, \dot{\omega}_i)$ 分别表示转动惯量和非线性特性,并且满足 $\frac{1}{2}\dot{J}_i(\omega_i) = C_i(\omega_i, \dot{\omega}_i)$, M_i 表示输入转矩。

定义第*i*轴的线速度跟踪误差为

$$e_i(t) = r_i(\omega_i^d(t) - \omega_i(t)), \quad i = 1, 2, 3, \quad (2)$$

式中: $\omega_i^d(t)$ 表示第*i*轴的期望角速度, r_i 表示第*i*轴的半径。

在多轴的同步运动中,当 $e_i(t) \rightarrow 0$ 时,必须调整多个电机的运动关系使得

$$e_1(t) = e_2(t) = e_3(t). \quad (3)$$

将式(3)的连等式分成两两之间的等式,例如

$$e_1(t) = e_2(t), \quad e_2(t) = e_3(t), \quad e_3(t) = e_1(t),$$

定义相邻轴的线速度同步误差为:

$$\begin{cases} \varepsilon_1(t) = e_1(t) - e_2(t), \\ \varepsilon_2(t) = e_2(t) - e_3(t), \\ \varepsilon_3(t) = e_3(t) - e_1(t). \end{cases} \quad (4)$$

显然对于所有轴,当 $\varepsilon_i(t) = 0$ 时,多轴同步的式(3)就可以实现。

基于上述的跟踪误差和同步误差的定义,多轴同步控制的目的是:设计控制转矩,使得跟踪误差 $e_i(t)$ 和同步误差 $\varepsilon_i(t)$ 趋于零。

3.2 多轴同步控制的设计(Design of multi-axis synchronization control)

通过以上分析,对第*i*轴的控制不仅要控制轴本身的跟踪误差,而且还要同步第*i*-1和第*i*+1轴的运动,因此定义一个包含跟踪误差 $e_i(t)$ 和同步误差 $\varepsilon_i(t)$ 的相邻轴速度误差 $e_i^*(t)$ 为:

$$\begin{cases} e_1^*(t) = e_1(t) + \alpha \int_0^t (\varepsilon_1(w) - \varepsilon_3(w))dw, \\ e_2^*(t) = e_2(t) + \alpha \int_0^t (\varepsilon_2(w) - \varepsilon_1(w))dw, \\ e_3^*(t) = e_3(t) + \alpha \int_0^t (\varepsilon_3(w) - \varepsilon_2(w))dw, \end{cases} \quad (5)$$

式中 α 是一个正的耦合系数。

定义控制量 $u_i(t)$ 为:

$$\begin{cases} u_1(t) = r_1\omega_1^d(t) + \dot{e}_1^*(t) + A_0, \\ u_2(t) = r_2\omega_2^d(t) + \dot{e}_2^*(t) + B_0, \\ u_3(t) = r_3\omega_3^d(t) + \dot{e}_3^*(t) + C_0, \end{cases} \quad (6)$$

式中:

$$\begin{cases} A_0 = \alpha \int_0^t (\varepsilon_1(w) - \varepsilon_3(w))dw, \\ B_0 = \alpha \int_0^t (\varepsilon_2(w) - \varepsilon_1(w))dw, \\ C_0 = \alpha \int_0^t (\varepsilon_3(w) - \varepsilon_2(w))dw. \end{cases}$$

从式(6)的 $u_i(t)$ 定义中得到误差控制量 $h_i(t)$ 为

$$h_i(t) = u_i(t) - r_i\omega_i(t) = e_i^*(t) + \dot{e}_i^*(t). \quad (7)$$

设计控制转矩 M_i 使得 $h_i(t)$ 位于滑模面上,则 $e_i^*(t)$ 和 $\dot{e}_i^*(t)$ 将趋于零,消除了跟踪误差 $e_i(t)$ 和同步

误差 $\varepsilon_i(t)$, 达到了多轴同步的目的。

在电机的 $J_i(\omega_i)$ 和 $C_i(\omega_i, \dot{\omega}_i)$ 已知情况下, 设计控制转矩 M_i 为:

$$\begin{cases} M_1 = \frac{J_1(\omega_1)\dot{u}_1(t)}{r_1} + \frac{C_1(\omega_1, \dot{\omega}_1)u_1(t)}{r_1} + A_1, \\ M_2 = \frac{J_2(\omega_2)\dot{u}_2(t)}{r_2} + \frac{C_2(\omega_2, \dot{\omega}_2)u_2(t)}{r_2} + B_1, \\ M_3 = \frac{J_3(\omega_3)\dot{u}_3(t)}{r_3} + \frac{C_3(\omega_3, \dot{\omega}_3)u_3(t)}{r_3} + C_1, \end{cases} \quad (8)$$

式中:

$$A_1 = k_r h_1(t) + k_s(\varepsilon_1(t) - \varepsilon_3(t)),$$

$$B_1 = k_r h_2(t) + k_s(\varepsilon_2(t) - \varepsilon_1(t)),$$

$$C_1 = k_r h_3(t) + k_s(\varepsilon_3(t) - \varepsilon_2(t)),$$

式中 k_r 和 k_s 为正的系数。

由式(1)(8)可以得到闭环运动模型为:

$$\begin{cases} \frac{J_1(\omega_1)\dot{h}_1(t)}{r_1} + \frac{C_1(\omega_1, \dot{\omega}_1)h_1(t)}{r_1} + A_1 = 0, \\ \frac{J_2(\omega_2)\dot{h}_2(t)}{r_2} + \frac{C_2(\omega_2, \dot{\omega}_2)h_2(t)}{r_2} + B_1 = 0, \\ \frac{J_3(\omega_3)\dot{h}_3(t)}{r_3} + \frac{C_3(\omega_3, \dot{\omega}_3)h_3(t)}{r_3} + C_1 = 0. \end{cases} \quad (9)$$

综合以上得到控制器的设计分为以下5步:

- 1) 建立电机的运动方程;
- 2) 定义相邻轴速度误差 $e_i^*(t)$, 它包含跟踪误差 $e_i(t)$ 和同步误差 $\varepsilon_i(t)$;
- 3) 定义控制量 $u_i(t)$, 它包含第 i 轴的跟踪误差和相邻轴的同步误差及其积分量;
- 4) 设计控制转矩 M_i ;
- 5) 求得系统的闭环运动模型。

基于相邻轴速度误差的多轴同步控制通过使跟踪误差和同步误差趋于零, 简化了多轴之间的控制关系, 降低了多轴之间的控制难度, 有利于多轴之间的同步运动。

3.3 基于李雅普诺夫函数的稳定性和收敛性证明(Proof of convergence and stability based on Lyapunov function)

定义李雅普诺夫函数为

$$V(t) = \sum_{i=1}^3 \left[\frac{1}{2} h_i^T(t) J_i(\omega_i) h_i(t) + \frac{1}{2} \varepsilon_i^T(t) k_s \varepsilon_i(t) \right] + \frac{1}{2\alpha} A_0^T k_s A_0 + \frac{1}{2\alpha} B_0^T k_s B_0 + \frac{1}{2\alpha} C_0^T k_s C_0. \quad (10)$$

函数 $V(t)$ 对时间 t 求导得

$$\begin{aligned} \dot{V}(t) = & \sum_{i=1}^3 [h_i^T(t) J_i(\omega_i) \dot{h}_i(t) + \varepsilon_i^T(t) k_s \dot{\varepsilon}_i(t) + \\ & \frac{1}{2} h_i^T(t) \dot{J}_i(\omega_i) h_i(t)] + \frac{1}{\alpha} \dot{A}_0^T k_s A_0 + \end{aligned}$$

$$\frac{1}{\alpha} \dot{B}_0^T k_s B_0 + \frac{1}{\alpha} \dot{C}_0^T k_s C_0. \quad (11)$$

在式(9)两边同时乘以 $h_i^T(t)$, 代入式(11)中得

$$\begin{aligned} \dot{V}(t) = & \sum_{i=1}^3 [-h_i^T(t) k_r h_i(t) + \varepsilon_i^T(t) k_s \dot{\varepsilon}_i(t) - \\ & h_i^T(t) k_s (\varepsilon_i(t) - \varepsilon_{i-1}(t))] + \frac{1}{\alpha} \dot{A}_0^T k_s A_0 + \\ & \frac{1}{\alpha} \dot{B}_0^T k_s B_0 + \frac{1}{\alpha} \dot{C}_0^T k_s C_0, \end{aligned} \quad (12)$$

其中:

$$\begin{aligned} & \sum_{i=1}^3 (h_i^T(t) (\varepsilon_i(t) - \varepsilon_{i-1}(t))) = \\ & h_1^T(t) (\varepsilon_1(t) - \varepsilon_3(t)) + \sum_{i=2}^3 h_i^T(t) (\varepsilon_i(t) - \varepsilon_{i-1}(t)) = \\ & \sum_{i=1}^2 ((h_i(t) - h_{i+1}(t))^T \varepsilon_i(t)) + (h_3(t) - h_1(t))^T \varepsilon_3(t). \end{aligned} \quad (13)$$

又因为由式(7)可知:

$$\begin{cases} h_1(t) - h_2(t) = \varepsilon_1(t) + A_2 + \dot{\varepsilon}_1(t) + \dot{A}_2, \\ h_2(t) - h_3(t) = \varepsilon_2(t) + B_2 + \dot{\varepsilon}_2(t) + \dot{B}_2, \\ h_3(t) - h_1(t) = \varepsilon_3(t) + C_2 + \dot{\varepsilon}_3(t) + \dot{C}_2, \end{cases} \quad (14)$$

式中:

$$A_2 = \alpha \int_0^t (2\varepsilon_1(w) - \varepsilon_3(w) - \varepsilon_2(w)) dw,$$

$$B_2 = \alpha \int_0^t (2\varepsilon_2(w) - \varepsilon_1(w) - \varepsilon_3(w)) dw,$$

$$C_2 = \alpha \int_0^t (2\varepsilon_3(w) - \varepsilon_2(w) - \varepsilon_1(w)) dw.$$

将式(14)带入式(13)得

$$\begin{aligned} & \sum_{i=1}^3 [h_i^T(t) (\varepsilon_i(t) - \varepsilon_{i-1}(t))] = \\ & \sum_{i=1}^3 [\varepsilon_i^T(t) \dot{\varepsilon}_i(t) + \varepsilon_i^T(t) \varepsilon_i(t)] + \\ & \sum_{i=1}^2 (\varepsilon_i(t) - \varepsilon_{i+1}(t))^T \alpha (\varepsilon_i(t) - \varepsilon_{i+1}(t)) + \\ & (\varepsilon_3(t) - \varepsilon_1(t))^T \alpha (\varepsilon_3(t) - \varepsilon_1(t)) + \frac{1}{\alpha} \dot{A}_0^T A_0 + \\ & \frac{1}{\alpha} \dot{B}_0^T B_0 + \frac{1}{\alpha} \dot{C}_0^T C_0. \end{aligned} \quad (15)$$

将式(15)带入式(12)得

$$\begin{aligned} \dot{V}(t) = & - \sum_{i=1}^3 [h_i^T(t) k_r h_i(t) + \varepsilon_i^T(t) k_s \varepsilon_i(t)] - \\ & \sum_{i=1}^2 (\varepsilon_i(t) - \varepsilon_{i+1}(t))^T k_s \alpha (\varepsilon_i(t) - \varepsilon_{i+1}(t)) - \\ & (\varepsilon_3(t) - \varepsilon_1(t))^T k_s \alpha (\varepsilon_3(t) - \varepsilon_1(t)) \leq 0. \end{aligned} \quad (16)$$

由文献[9]知 $h_i(t)$ 和 $\varepsilon_i(t)$ 的 L_2 范数是有界的, 当 $h_i(t)$ 有界时, 式(7)中的 $e_i^*(t)$ 和 $\dot{e}_i^*(t)$ 是有界的, 同理可知 $\dot{h}_i(t)$ 和 $\dot{\varepsilon}_i(t)$ 是有界的, 所以 $h_i(t)$ 和 $\varepsilon_i(t)$ 是连续

的,由Barbalat定律知当 $t \rightarrow \infty$ 时, $h_i(t) \rightarrow 0$ 和 $\varepsilon_i(t) \rightarrow 0$,从式(7)知当 $t \rightarrow \infty$ 时, $e_i^*(t) \rightarrow 0$ 和 $\dot{e}_i^*(t) \rightarrow 0$. 这表明上述算法是收敛的.

当 $\varepsilon_i(t) = 0$ 时,可以得到式(3)的结果,将式(4)所有等式相加得

$$e_1(t) + e_2(t) + e_3(t) = e_1^*(t) + e_2^*(t) + e_3^*(t) = 0. \quad (17)$$

将式(3)带入式(17)得

$$e_1(t) = e_2(t) = e_3(t) = 0. \quad (18)$$

由LaSalle定理可知当 $t \rightarrow \infty$ 时, $e_i(t) \rightarrow 0$. 这表明上述算法是稳定的.

4 仿真和实验(Simulations and experiments)

4.1 仿真(Simulations)

在MATLAB环境下建立3轴同步的仿真来验证所提算法的正确性,第*i*轴的控制框图如图2所示. 仿真参数选择为: $\alpha = 110, \beta = 12, k_r = 0.8, k_s = 1$.

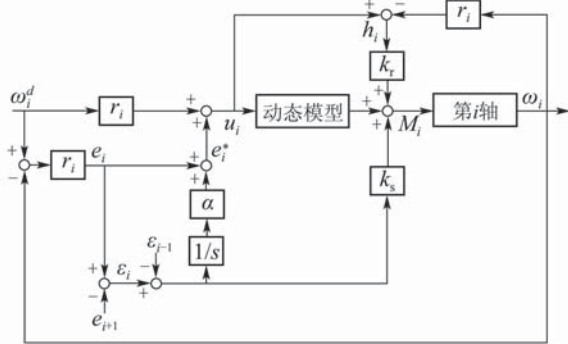
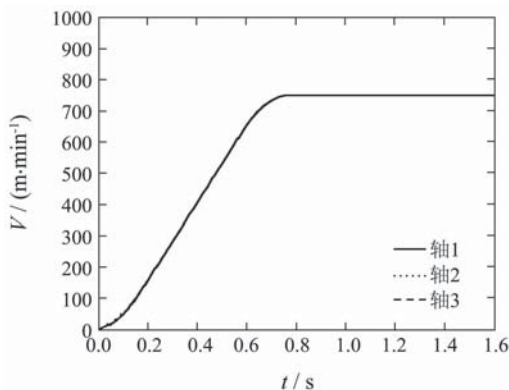


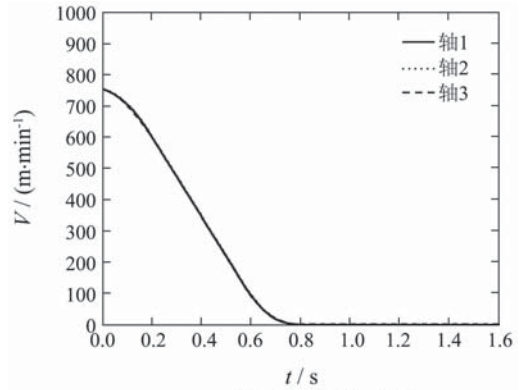
图2 第*i*轴的控制框图

Fig. 2 Control diagram of the *i*th axis

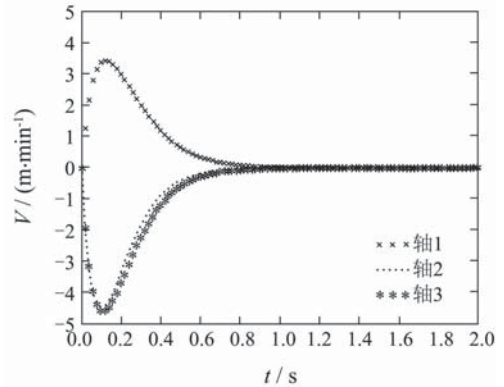
同一速度参考指令750 m/min下3轴的阶跃响应仿真结果如图3所示: (a)图表示轴1~3的速度响应曲线, (b)图表示轴1~3的跟踪误差曲线, (c)图表示轴1~3的同步误差曲线, 图中*V*表示速度. 从图中看出, 系统的跟踪误差在0.7s左右收敛到0, 同步误差在0.9s左右收敛到0, 最大的同步误差是5.0 m/min, 同步控制精度达到0.67%, 表明该算法能够较好的实现多轴的速度同步控制.



(a) 3轴的速度响应曲线



(b) 3轴的跟踪误差曲线



(c) 3轴的同步误差曲线

图3 仿真结果

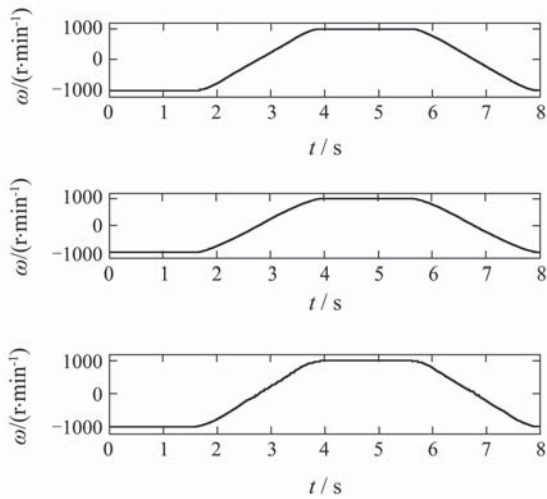
Fig. 3 Simulation results

4.2 实验(Experiments)

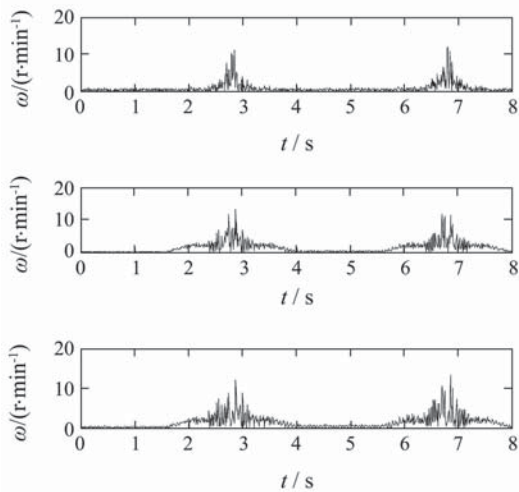
采用博世力士乐公司的伺服系统测试3轴的速度同步效果, 同一速度参考指令1000 r/min往复运动的实验结果如图4所示, (a)图表示3轴的往复运动曲线, (b)图表示3轴两两之间的同步误差的绝对值. 从测试结果可以看出在稳定运行阶段3轴的速度同步误差很小, 在加减速阶段3轴的速度同步误差相对大一些, 但是误差值还是较小的, 最大误差10 r/min, 表明3轴的速度同步性较好, 能够满足多轴同步的性能要求.

以图1中收线侧的张力摆杆3作为实验对象, 当主电机和收线电机的线速度不同步时, 将拖动张力摆杆运动, 当二者线速度同步时, 张力摆杆处于垂直位置保持不变, 此时切割线上的张力保持恒定.

控制系统选用博世力士乐公司的MLC控制器和伺服系统, 张力传感器选用FMS公司的RMGZ121A.H14+EMGZ306A, 张力传感器仅用来测量钢丝线的张力值, 钢丝线的直径为0.15 mm, 张力设定为25 N, 走线速度为300 m/min. 利用控制器开发工具IndraWorks Engineering得到主电机速度值、钢丝线张力的变化值和张力摆杆的位置值, 将采样数据导入到MATLAB软件中, 实验结果如图5所示. 从实验结果可知, 在加减速阶段, 张力摆杆仅有微小的位置移动, 移动范围在 ± 0.04 rad, 钢丝线张力的变化在 25 ± 0.5 N, 稳定运动过程中张力的波动值都很小, 放线电机和主电机的同步效果较好.



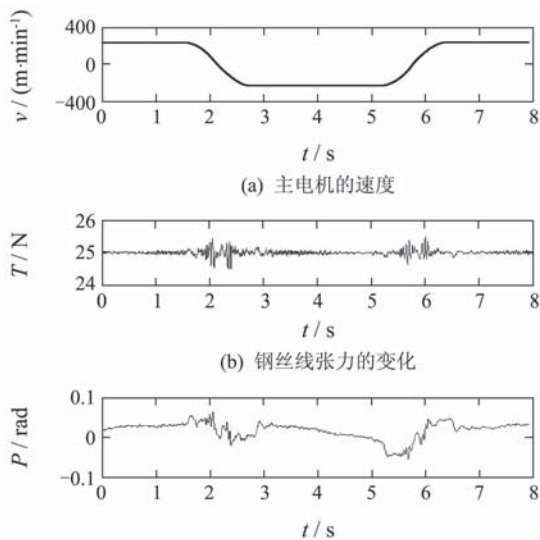
(a) 3轴的往复运动曲线



(b) 3轴的同步误差曲线

图 4 测试结果

Fig. 4 Test results



(c) 张力摆杆的位置

图 5 实验结果

Fig. 5 Experiment results

5 结论(Conclusion)

1) 提出了基于相邻轴速度误差的多轴同步控制

方法, 定义李雅普诺夫函数证明了系统的收敛性和稳定性, 该控制策略不仅同步性高、稳定性好、收敛速度快, 而且张力控制精度高、波动范围小;

2) 本文是针对电机数目 $n = 3$ 的同步控制, 实际上对于电机数目 $n > 3$ 的一般情况同样适用, 只是随着电机数目的增加, 同步性能会有所下降;

3) 本文的研究成果同样可以应用于纺织, 印刷等多轴同步的工业领域, 具有一定的参考价值。

参考文献(References):

- [1] 管力明, 林剑. 无轴单张纸输纸机的同步控制[J]. 控制理论与应用, 2009, 26(5): 573 – 577.
(GUAN Limin, LIN Jian. Synchronization control of sheet feeding machine of shaft-less drives[J]. *Control Theory & Applications*, 2009, 26(5): 573 – 577.)
- [2] VALENZUELA M A, ROBERT D L. Electronic line-shafting control for paper machine drives[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2001, 37(1): 158 – 163.
- [3] 傅剑, 杨卫东, 李伯群. 基于LMI的 H_∞ 解耦及活套高度张力控制[J]. 控制与决策, 2005, 20(8): 883 – 887.
(FU Jian, YANG Weidong, LI Boqun. LMIs based H_∞ decoupling method and the looper height and tension control[J]. *Control and Decision*, 2005, 20(8): 883 – 887.)
- [4] 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 Guohai, LIU Pingyuan, SHEN Yue, et al. Neural network generalized inverse decoupling control of two-motor variable frequency speed-regulating system[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2008, 28(36): 98 – 102.)
- [5] 张义兵, 戴瑜兴, 汤睿. 多线切割机速度同步系统的自适应逆控制及实现[J]. 控制理论与应用, 2008, 25(6): 1007 – 1010, 1015.
(ZHANG Yibing, DAI Yuxing, TANG Rui. Adaptive inverse control and implement for multi-wire saw speed synchronization system[J]. *Control Theory & Applications*, 2008, 25(6): 1007 – 1010, 1015.)
- [6] 何金保, 郭帅, 何永义, 等. 基于遗传优化的张力模糊控制[J]. 控制理论与应用, 2009, 26(3): 243 – 248.
(HE Jinbao, GUO Shuai, HE Yongyi, et al. A fuzzy tension-controller based on genetic algorithm[J]. *Control Theory & Applications*, 2009, 26(3): 243 – 248.)
- [7] 胡慧, 刘国荣. 机械手的在线鲁棒自适应神经网络跟踪控制[J]. 控制理论与应用, 2009, 26(3): 337 – 341.
(HU Hui, LIU Guorong. On-line adaptive robust neural network tracking control for robot manipulators[J]. *Control Theory & Applications*, 2009, 26(3): 337 – 341.)
- [8] 赵希梅, 郭庆鼎. 数控机床多轴联动伺服电机的零相位自适应鲁棒交叉耦合控制[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(12): 129 – 133.
(ZHAO Ximei, GUO Qingding. Zero phase adaptive robust cross coupling control for nc machine multiple linked servo motor[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2008, 28(12): 129 – 133.)
- [9] KHALIL H. *Nonlinear Systems*[M]. Englewood Cliffs, American. NJ: Prentice-Hall, 1996.

作者简介:

蒋 近 (1979—), 男, 讲师, 博士研究生, 目前研究方向为智能控制、运动控制、智能信号处理, E-mail: jiangjin007@163.com;

戴瑜兴 (1956—), 男, 教授, 博士生导师, 目前研究方向为数字化系统设计理论与应用、现代网络通信理论及应用、数控技术及装备信息化, E-mail: daiyx@hnu.cn;

郜克存 (1981—), 男, 博士研究生, 目前研究方向为数字化系统设计理论与应用, E-mail: kcgao@goma.cn;

彭思齐 (1978—), 男, 博士研究生, 目前研究方向为数控技术及装备信息化, E-mail: Speng1@sina.com.