

doi: 10.7690/bgzdh.2015.10.017

磁悬浮控制力矩陀螺转子系统径向自抗扰解耦控制和扰动抑制

王平¹, 王华², 任元²

(1. 装备学院研究生院, 北京 101416; 2. 装备学院航天装备系, 北京 101416)

摘要: 为了克服外部扰动影响磁悬浮转子悬浮稳定性和磁悬浮控制力矩陀螺输出力矩精度的问题, 提出一种基于自抗扰控制器的磁悬浮转子扰动抑制方法。根据牛顿第二定律和陀螺技术方程建立磁轴承坐标系下磁悬浮转子系统的动力学方程, 基于自抗扰解耦控制原理得到径向四通道解耦模型, 设计各通道自抗扰控制器, 从而实现转子系统径向四通道解耦和扰动抑制。与分散 PID 加交叉反馈控制方法进行仿真对比, 结果表明: 自抗扰控制器具有良好的扰动抑制功能, 能提高转子的稳定精度和控制力矩陀螺的输出力矩精度; 因此, 此方法不仅改善了解耦控制精度, 而且提高了系统对外部扰动和参数变化的鲁棒性, 可应用于磁悬浮控制力矩陀螺的高精度强鲁棒控制。

关键词: 自抗扰控制器; 磁悬浮转子; 解耦控制; 扰动抑制

中图分类号: TP273 **文献标志码:** A

Decoupling Control and Disturbance Rejection of Radial Rotor System in Magnetically Suspended Control Moment Gyro Based on ADRC

Wang Ping¹, Wang Hua², Ren Yuan²

(1. College of Graduate, Academy of Equipment, Beijing 101416, China;

2. Department of Spaceflight Equipment, Academy of Equipment, Beijing 101416, China)

Abstract: In order to overcome disturbance effect in stability of magnetic suspended rotor and output torque accuracy of magnetically suspended control moment gyroscope, this paper presents a disturbance rejection method of magnetic suspended rotor based on active disturbance rejection controller. The dynamics model of magnetic suspended rotor is established, decoupling model of radial four channel is obtained based on principle of ADRC, rotor radial four channel decoupling and disturbance rejection is achieved through ADRC. Through simulation, we find ADRC controller has good function of disturbance rejection, can improve stability precision of rotor and output torque accuracy of control moment gyroscope. Therefore, this method not only improves accuracy of decoupling control, but also improves the robustness of system to external disturbances and parameter variations, and can be used in high precision strong robust control for magnetically suspended control moment gyroscope.

Keywords: ADRC; magnetically suspended rotor system; decoupling control; disturbance rejection

0 引言

磁悬浮控制力矩陀螺(简称“磁悬浮 CMG”)是航天器进行姿态控制的一种重要执行机构, 由定常转速的大惯量动量飞轮转子及其磁轴承支承系统、高速驱动电机、框架及其伺服系统等组成。磁轴承具有无接触、无摩擦和无需润滑等突出优点, 可以有效解决磁悬浮 CMG 的寿命、可靠性, 同时可进行振动的主动抑制、减小噪声, 实现高精度姿态控制^[1-3]。影响磁悬浮 CMG 实现高精度控制的关键因素之一是高速磁悬浮转子的恒速与悬浮的精度和稳定度问题, 磁悬浮转子系统是一个多变量、非线性、强耦合且具有大相位滞后的复杂系统^[4-5], 不仅径向两自由度转动之间具有强动力学耦合, 而且同一自由度的两端也彼此耦合, 从而使得磁悬浮转子系统的径向四通道彼此耦合, 在电流和位移大幅

变化的条件下, 电磁力的非线性和耦合性特性更强, 要实现磁悬浮转子系统的高稳定度高精度控制, 解耦控制是必不可少的。同时转子磁悬浮支承是一种存在间隙的弹性支承方式, 在受到外部扰动作用时转子会产生暂态或稳态的位移, 影响转子悬浮精度, 故必须对外部的扰动作用进行抑制。

针对强陀螺效应磁悬浮转子的控制, 有分散 PID 加交叉反馈解耦控制^[6]、鲁棒控制^[7]、滑模变结构控制^[8]和前馈线性化方法^[9]等。分散 PID 加交叉反馈解耦控制虽然可以在一定程度上实现对章动和进动的抑制, 但只能实现径向两转动自由度之间的近似线性化解耦, 不可能实现磁悬浮转子径向四通道之间的解耦控制; 鲁棒控制缺乏明确的物理意义, 不可现场调节; 滑模变结构控制具有一定的扰动抑制能力, 但无法实现磁悬浮转子径向四通道之间的

收稿日期: 2015-05-22; 修回日期: 2015-07-11

基金项目: 国家自然科学基金项目(51475472, 61403396)

作者简介: 王平(1981—), 男, 甘肃人, 博士, 从事磁悬浮控制力矩陀螺微框架效应的航天器姿态控制研究。

高精度解耦控制；前馈线性化方法虽然理论上能够实现径向四通道之间的精确线性化解耦，但实际解耦控制效果受系统模型精度的影响较大。

根据自抗扰控制器对系统模型及外部扰动的特殊处理方式，不同通道之间的耦合可以看作是一种外部扰动，这样便可以利用扩张状态观测器对耦合作用和外部扰动进行实时估计和补偿，从而实现磁悬浮转子径向四通道之间的解耦和扰动抑制，通过仿真，比较了自抗扰控制器和分散 PID 加交叉反馈控制器对转子扰动抑制的效果。

1 磁悬浮 CMG 转子动力学模型

假设磁悬浮 CMG 基座和各组件均为刚体，初始时框架的转动轴与刚体的惯性主轴重合，磁悬浮转子为轴对称刚体，其旋转轴与极轴重合，忽略重力作用，并假定磁悬浮转子径向四通道的参数完全对称，即几何中心和质心重合，几何主轴与惯性主轴重合，磁悬浮 CMG 转子的结构如图 1 所示。

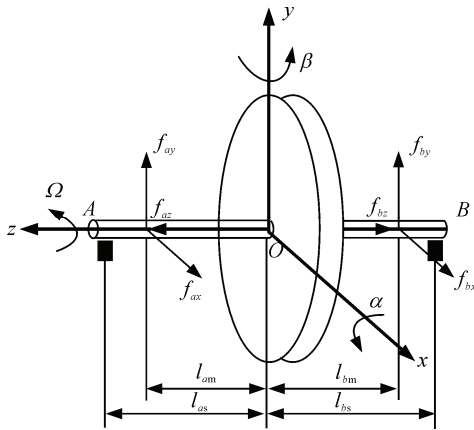


图 1 磁悬浮 CMG 转子结构

在框架角速率为零的情况下，磁悬浮转子在转子位置广义坐标系下的动力学模型可以描述^[10]为：

$$\left. \begin{aligned} m\ddot{x} &= f_x = f_{ax} + f_{bx} \\ J_r\ddot{\beta} - J_z\Omega\dot{\alpha} &= p_y = l_m(f_{ax} - f_{bx}) \\ m\ddot{y} &= f_y = f_{ay} + f_{by} \\ J_r\ddot{\alpha} + J_z\Omega\dot{\beta} &= p_x = l_m(f_{by} - f_{ay}) \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

又磁轴承坐标系 $[h_{ax} \ h_{bx} \ h_{ay} \ h_{by}]^T$ 到转子位置广义坐标系 $[x \ y \ \alpha \ \beta]^T$ 的坐标变换可表示为：

$$\begin{cases} x = (h_{ax} + h_{bx}) / 2 \\ \beta = (h_{ax} - h_{bx}) / (2l_m) \\ y = (h_{ay} + h_{by}) / 2 \\ \alpha = (h_{ay} - h_{by}) / (2l_m) \end{cases} \quad \circ$$

令 $H=J_z\Omega$ ，磁悬浮转子在磁轴承坐标系下的动力学模型可以描述为

$$\begin{cases} \frac{m}{2}(\ddot{h}_{ax} + \ddot{h}_{bx}) = f_{ax} + f_{bx} \\ \frac{J_r}{2l_m}(\ddot{h}_{ax} - \ddot{h}_{bx}) - \frac{H}{2l_m}(\dot{h}_{by} - \dot{h}_{ay}) = (f_{ax} - f_{bx})l_m \\ \frac{m}{2}(\ddot{h}_{ay} + \ddot{h}_{by}) = f_{ay} + f_{by} \\ \frac{J_r}{2l_m}(\ddot{h}_{ay} - \ddot{h}_{by}) - \frac{H}{2l_m}(\dot{h}_{bx} - \dot{h}_{ax}) = (f_{by} - f_{ay})l_m \end{cases} \quad \circ$$

其中

$$\begin{cases} f_{ax} = K \left[\frac{(I_0 + i_{ax})^2}{(x_0 - h_{ax})^2} - \frac{(I_0 - i_{ax})^2}{(x_0 + h_{ax})^2} \right] \\ f_{bx} = K \left[\frac{(I_0 + i_{bx})^2}{(x_0 - h_{bx})^2} - \frac{(I_0 - i_{bx})^2}{(x_0 + h_{bx})^2} \right] \\ f_{ay} = K \left[\frac{(I_0 + i_{ay})^2}{(x_0 - h_{ay})^2} - \frac{(I_0 - i_{ay})^2}{(x_0 + h_{ay})^2} \right] \\ f_{by} = K \left[\frac{(I_0 + i_{by})^2}{(x_0 - h_{by})^2} - \frac{(I_0 - i_{by})^2}{(x_0 + h_{by})^2} \right] \end{cases} \quad \circ$$

式中： $K=\mu A_m N^2/4$ ， μ 为空气磁导率， A_m 为磁极表面积， N 为径向磁轴承各线圈绕组匝数； I_0 为永磁偏置混合轴承提供的“等效”偏置电流（与纯电磁轴承中偏置电流产生的偏置磁场等效）； i_{ax} 、 i_{bx} 、 i_{ay} 和 i_{by} 为 4 个径向通道的绕组电流； x_0 为径向磁轴承的名义气隙； h_{ax} 、 h_{bx} 、 h_{ay} 和 h_{by} 为磁悬浮转子分别在 Ax 、 Bx 、 Ay 和 By 方向上的线性位移量； l_m 为从磁悬浮转子中心到径向磁轴承中心的距离。

从磁轴承坐标系下的转子动力学方程可得

$$\left. \begin{aligned} \ddot{h}_{ax} &= \frac{l_m}{J_r}H\dot{\alpha} + \left(\frac{1}{m} + \frac{l_m^2}{J_r}\right)f_{ax} + \left(\frac{1}{m} - \frac{l_m^2}{J_r}\right)f_{bx} \\ \ddot{h}_{bx} &= -\frac{l_m}{J_r}H\dot{\alpha} + \left(\frac{1}{m} - \frac{l_m^2}{J_r}\right)f_{ax} + \left(\frac{1}{m} + \frac{l_m^2}{J_r}\right)f_{bx} \\ \ddot{h}_{ay} &= \frac{l_m}{J_r}H\dot{\beta} + \left(\frac{1}{m} + \frac{l_m^2}{J_r}\right)f_{ay} + \left(\frac{1}{m} - \frac{l_m^2}{J_r}\right)f_{by} \\ \ddot{h}_{by} &= -\frac{l_m}{J_r}H\dot{\beta} + \left(\frac{1}{m} - \frac{l_m^2}{J_r}\right)f_{ay} + \left(\frac{1}{m} + \frac{l_m^2}{J_r}\right)f_{by} \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

2 磁悬浮 CMG 转子扰动抑制控制器设计

2.1 自抗扰控制器结构及原理

自抗扰控制器由非线性跟踪微分器 (tracking differentiator, TD)、扩张状态观测器 (extended state observer, ESO) 和非线性状态误差反馈律 (nonlinear state error feedback, NLSEF) 3 部分组成^[11-13]。针对如式 (3) 所示的二阶单输入单输出系统设计自抗扰控制器：

$$\ddot{x} = f(x, \dot{x}, t) + w(t) + bu(t)。 \quad (3)$$

式中： $x(t)$ 、 $\dot{x}(t)$ 为系统的状态变量； $f(x, \dot{x}, t)$ 为状态变量构成的未知函数； $w(t)$ 为未知外扰； $u(t)$ 为控制量，自抗扰控制器如图 2 所示。

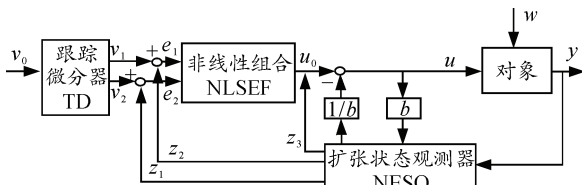


图 2 自抗扰控制器结构

TD 的作用是安排过渡过程，并提取其各阶微分信号，即参考输入 $v_0(t)$ 产生 2 个输出 $v_1(t)$ 、 $v_2(t)$ ，其中 $v_1(t)$ 为参考输入 $v_0(t)$ 的跟踪信号， $v_2(t)$ 为 $v_1(t)$ 的微分，从而把 $v_2(t)$ 作为 $v_0(t)$ 的“近似微分”。ESO 的作用是给出对象状态变量的估计 $z_1(t)$ 、 $z_2(t)$ ，以及系统总扰动的实时作用量 $g(t) = f(x, \dot{x}, t) + w(t)$ 的估计 $z_3(t)$ ，而 $z_3(t)/b$ 的反馈起补偿扰动的作用。用过渡过程与状态估计之间误差 e_1 、 e_2 的非线性组合和总扰动估计量的补偿分量 $z_3(t)/b$ 来生成控制信号 $u(t)$ 。

2.2 磁悬浮转子的自抗扰解耦控制和扰动抑制

根据转子动力学方程，将自抗扰控制器用于转子的控制，根据自抗扰控制器对系统模型及外扰的特殊处理方式，不同自由度之间的耦合可以看作是一种外扰，这样便可以利用 ESO 对耦合作用进行实时估计及补偿。转子每个自由度都用 1 个 ESO 对来自其余 3 个自由度的耦合进行估计并补偿，从而实现各自由度之间的解耦。基于自抗扰控制器基本原理可知，自抗扰控制器是把系统的模型作用 $f(x, \dot{x}, t)$ 当作系统的内扰，与系统的外扰 $w(t)$ 一起，作为系统的总扰动 $g(t)$ ，利用 ESO 中的 $z_3(t)$ 对 $g(t)$ 进行估计，分量 $z_3(t)/b$ 再对 $g(t)$ 进行反馈补偿。

基于自抗扰控制理论，转子动力学方程转化为

$$\left. \begin{aligned} \ddot{h}_{ax} &= k_1 h_{ax} + w_1 + i_{ax} \\ \ddot{h}_{ay} &= k_2 h_{ay} + w_2 + i_{ay} \\ \ddot{h}_{bx} &= k_3 h_{bx} + w_3 + i_{bx} \\ \ddot{h}_{by} &= k_4 h_{by} + w_4 + i_{by} \end{aligned} \right\}。 \quad (4)$$

式中每个关于各自由度的子式可以视为如式 (3) 所示的二阶单输入单输出系统，利用自抗扰控制器进行控制，ESO 对相应的 $w_i (i=1, 2, 3, 4)$ 进行实时估计并补偿，磁轴承转子系统便被化为 4 输入 ($i_{ax}, i_{ay}, i_{bx}, i_{by}$) 4 输出 ($h_{ax}, h_{ay}, h_{bx}, h_{by}$) 的无耦合二阶线性系统。设计出四通道自抗扰控制器结构如图 3 所示。

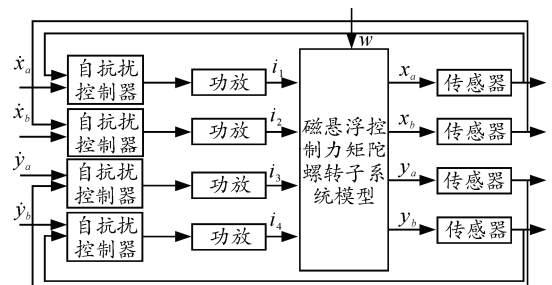


图 3 四通道自抗扰控制器

2.3 单路自抗扰控制器各部分设计

2.3.1 跟踪微分器 TD

跟踪微分器 TD 的表达形式为

$$\begin{cases} \dot{v}_1 = v_2 \\ \dot{v}_2 = -R \text{sat}(A, \delta_1) \end{cases}。$$

式中： $A = v_1 - v_0 + \frac{v_2 |v_2|}{2R}$ ； $\text{sat}(A, \delta_1) =$

$$\begin{cases} \text{sign}(A), |A| \geq \delta_1 \\ A / \delta_1, |A| < \delta_1 \end{cases}；R、\delta_1 为可调参数。$$

2.3.2 扩张状态观测器 ESO

扩张状态观测器 ESO 的表达形式为

$$\begin{cases} e = z_1 - y \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_1 \text{fal}(e, \alpha_1, \delta_2) \\ \dot{z}_2 = z_3 - \beta_2 \text{fal}(e, \alpha_2, \delta_2) + bu \\ \dot{z}_3 = -\beta_3 \text{fal}(e, \alpha_3, \delta_2) \end{cases}。$$

式中： $\text{fal}(e, \alpha, \delta) = \begin{cases} |e|^\alpha \text{sign}(e), |e| \geq \delta \\ e / \delta^{1-\alpha}, |e| < \delta \end{cases}$ ； $\alpha_1, \alpha_2,$

$\alpha_3, \delta_2, \beta_1, \beta_2, \beta_3$ 为可调参数。

2.3.3 非线性状态误差反馈控制律 NLSEF

非线性状态误差反馈控制律 NLSEF 的表达式

$$\begin{cases} e_1 = v_1 - z_1 \\ e_2 = v_2 - z_2 \\ u_0 = k_p \text{fal}(e_1, \alpha_4, \delta_3) + k_d \text{fal}(e_2, \alpha_5, \delta_3) \\ u = u_0 - \frac{z_3}{b_0} \end{cases}$$

式中 α_4 、 α_5 、 δ_3 、 b 、 k_p 、 k_d 为可调参数。

3 仿真分析

将分散 PID 加交叉反馈控制方法和笔者提出的方法在扰动力矩和参数变化情况下进行了仿真对比, 比较 2 种方法的控制性能。

3.1 阶跃扰动抑制比较

在 0.2 s 时给转子加 0.5 N·m 的阶跃干扰力矩, 2 种控制器转子径向四通道 h_{ax} 、 h_{bx} 、 h_{ay} 、 h_{by} 位移波形如图 4~图 5 所示。

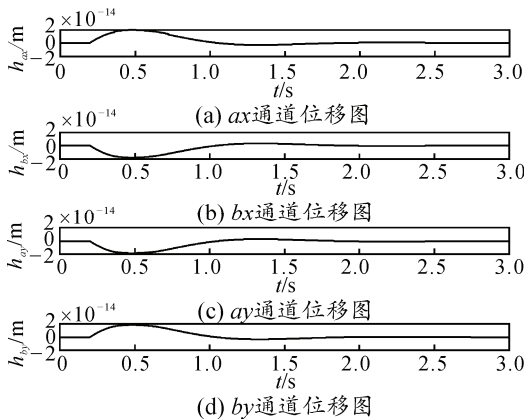


图 4 阶跃扰动自抗扰控制器转子径向四通道位移

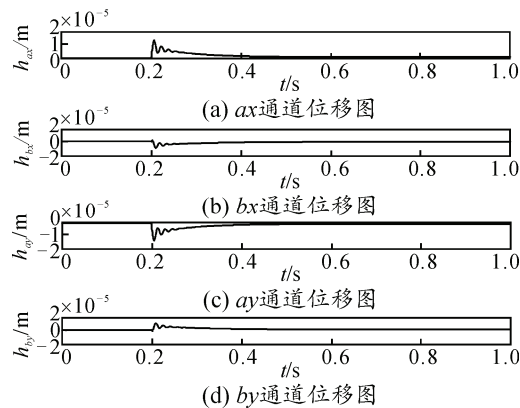


图 5 阶跃扰动分散 PID 加交叉反馈控制器转子径向四通道位移

从位移波形可以看出: 自抗扰控制器抑制扰动在 10^{-14} 数量级, 而分散 PID 加交叉反馈控制抑制扰

动在 10^{-5} , 自抗扰控制器明显优于分散 PID 加交叉反馈控制。

3.2 随机扰动抑制比较

给转子加 $[-1, 1]$ N·m 的随机干扰力矩, 2 种控制器转子径向四通道 h_{ax} 、 h_{bx} 、 h_{ay} 、 h_{by} 位移波形如图 6~图 7 所示。

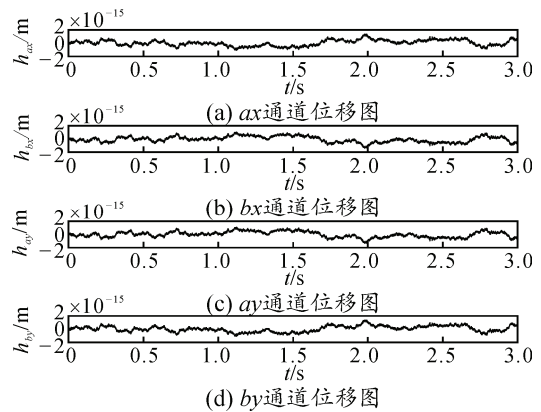


图 6 随机扰动自抗扰控制器转子径向四通道位移

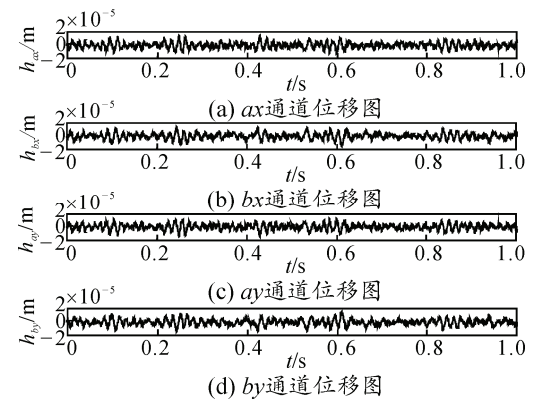


图 7 随机扰动分散 PID 加交叉反馈控制器转子径向四通道位移

从位移波形可以看出: 自抗扰控制器抑制扰动在 10^{-15} 数量级, 而分散 PID 加交叉反馈控制抑制扰动在 10^{-5} , 自抗扰控制器明显优于分散 PID 加交叉反馈控制。

3.3 正弦扰动抑制比较

给转子加 $\sin 5\pi t$ N·m 的阶跃干扰力矩, 2 种控制器转子径向四通道 h_{ax} 、 h_{bx} 、 h_{ay} 、 h_{by} 位移波形如图 8~图 9 所示。

从位移波形可以看出: 自抗扰控制器抑制扰动在 10^{-14} 数量级, 而分散 PID 加交叉反馈控制抑制扰动在 10^{-5} , 自抗扰控制器明显优于分散 PID 加交叉反馈控制。

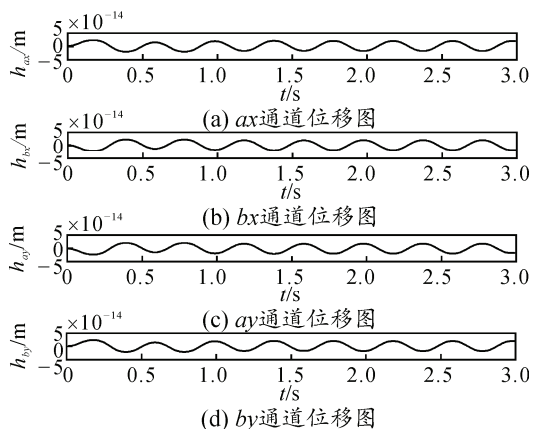


图 8 正弦扰动自抗扰控制器转子径向四通道位移

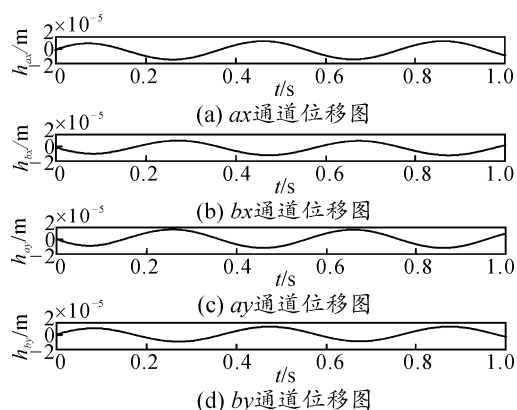


图 9 正弦扰动分散 PID 加交叉反馈控制器转子径向四通道位移

3.4 参数突变影响

磁轴承力表达式中, $K = \mu A_m N^2 / 4$, 2 s 时令 K 减小到 50%, 自抗扰控制器下转子径向四通道 h_{ax} 、 h_{bx} 、 h_{ay} 、 h_{by} 位移波形如图 10 所示。

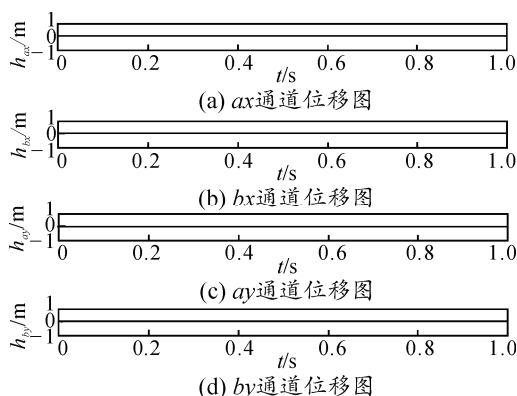


图 10 参数突变转子径向四通道位移

从位移波形可以看出, 转子径向四通道位移几乎不受参数突变的影响。

4 结束语

磁悬浮 CMG 转子自抗扰控制器能够对抗动力矩和参数突变产生的扰动进行很好的抑制, 在磁悬浮转子高速旋转的情况下, 系统会受到很多不确定性扰动, 通过自抗扰控制器对磁悬浮转子的解耦控制和扰动抑制, 提高了转子的稳定精度, 使得控制力矩陀螺的输出力矩精度大幅提高。

参考文献:

- [1] Lappas V J, Steyn W H, Underwood C I. Control moment gyro (CMG) gimbal compensation using magnetic control during external disturbances[J]. Electronics Letters, 2001, 37(9): 603-604.
- [2] Tang L, Chen Y. Model development and adaptive imbalance vibration control of magnetic suspended system[J]. Chinese Journal of Aeronautics, 2007, 20(5): 434-442.
- [3] Yu L, Fang J, Wu C. Magnetically suspended control gyro gimbal servo-system using adaptive inverse control during disturbances[J]. Electronics Letters, 2005, 41(17): 21-22.
- [4] Junfeng C, Kun L, Xiaofei C. Modeling and low power control of active magnetic bearings system[C] //International Conference on Modelling, Identification and Control. IEEE, 2011: 319-324.
- [5] 魏彤, 房建成. 磁悬浮控制力矩陀螺磁轴承的变工作点线性化自适应控制方法[J]. 机械工程学报, 2007, 43(6): 110-115.
- [6] Fan Y, Fang J. Experimental research on the nutational stability of magnetically suspended momentum wheel in control moment gyroscope (CMG)[C]//Proceedings of the 9th International Symposium on Magnetic Bearings. Lexington, Kentucky, USA: University of Kentucky Bearings and Seals Laboratory, 2004: 116.
- [7] Lei S, Palazzolo A. Control of flexible rotor systems with active magnetic bearings[J]. Journal of Sound and Vibration, 2008, 314(1): 19-38.
- [8] Garcia R F, Castelo J P, Pazos A P, et al. Disturbance Rejection on AMBs by Cascade Controllers[C]//IEEE International Symposium on Industrial Electronics. IEEE, 2007: 192-196.
- [9] 魏彤, 房建成. 磁悬浮控制力矩陀螺的动框架效应及其角速率前馈控制方法研究[J]. 宇航学报, 2005, 26(1): 19-23.
- [10] 吴刚, 刘昆, 张育林. 磁悬浮飞轮技术及其应用研究[J]. 宇航学报, 2005, 26(3): 385-390.
- [11] 韩京清. 自抗扰控制器及其应用[J]. 控制与决策, 1998, 13(1): 19-23.
- [12] 韩京清. 从 PID 技术到“自抗扰控制”技术[J]. 控制工程, 2002, 9(3): 13-18.
- [13] 黄一, 张文革. 自抗扰控制器的发展[J]. 控制理论与应用, 2002, 19(4): 485-492.