基于干扰观测器的磁悬浮姿控飞轮电机控制

周新秀 房建成 刘 刚 张 然

(北京航空航天大学 仪器科学与光电工程学院, 北京 100191) (中国空间技术研究院, 北京 100094)

摘 要: 由于磁悬浮飞轮转子不平衡振动的存在,飞轮力矩/转速控制精度受到影响.为有效地对不平衡振动干扰进行估计,提出了一种针对时变谐波扰动的非线性干扰观测方法,观测器的动态与稳态性能可以根据系统要求设定,具有全局一致收敛性;在非线性干扰观测器的基础上设计变结构控制器对飞轮转速进行控制并对干扰进行补偿,通过改进变结构控制器的滑模函数与控制律系统抖振可以有效地削弱.仿真与实验结果表明:基于非线性干扰观测器的变结构控制器具有很好的扰动抑制能力和动态响应、稳态误差调节能力,可用于实现飞轮输出力矩控制.

关 键 词: 磁悬浮; 飞轮; 非线性干扰观测; 变结构控制

中图分类号: TM 301.2

文献标识码: A **文 章 编 号**: 1001-5965(2012)11-1459-05

Disturbance observer based magnetically suspended reaction attitude flywheel motor control

Zhou Xinxiu Fang Jiancheng Liu Gang

(School of Instrument Science and Opto-electronics Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100191, China)

Zhang Ran

(China Academy of Space Technology Research Institute, Beijing 100094, China)

Abstract: As the existence of mass unbalance of magnetically suspended flywheel rotor, the precision of output torque/speed of flywheel would be influenced. In order to estimate the unbalance vibration, a nonlinear disturbance observer for time-variation harmonic disturbance was proposed. The dynamic response and steady-stage error regulating characteristics can be adjusted according to systematic requirement. A variable structure controller based on nonlinear disturbance observer was designed for speed control and vibration compensation. By improving the sliding mode function and sign function the chattering can be suppressed. The validity of the control method has been proved by simulation and experiment. The proposed controller is superior in the dynamic response performance, steady-stage error regulating characteristics and disturbance attenuation ability.

Key words: magnetically suspend; flywheel; nonlinear disturbance observer; variable structure control

飞轮是实现卫星姿态控制的关键执行部件.机械飞轮由于摩擦力矩的存在限制了其输出力矩精度的提高.磁悬浮飞轮(MSFW, Magnetically Suspended Flywheel)具有无接触、无摩擦、无过零死区的优点[1-3],使卫星高精度姿态控制成为可能.但由于悬浮转子质量不平衡的影响,造成转子的不平衡振动[4],其扰动为转速的一次谐波[5-6].不平衡振动干扰通过影响转子磁场与转速的变化最终影响 MSFW 输出力矩的精度.

MSFW 电机控制系统的设计要解决两方面问题:①设计干扰观测器对时变谐波扰动进行估计与补偿;②设计基于干扰观测器的 MSFW 电机控

收稿日期: 2011-05-27; **网络出版时间**: 2012-11-09 17:19

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20121109.1719.007.html

基金项目: 国家杰出青年科学基金资助项目(60825305); 国家自然科学基金资助项目(61174003)

作者简介: 周新秀(1982-),女,河北涿州人,博士生,580927@163.com.

制器,并保证系统的稳定性. 干扰观测器的设计一般基于系统传递函数的逆理论,采用滤波器得到系统干扰估计[7-9],但系统名义模型与实际模型的不匹配会降低系统性能甚至影响闭环稳定性. 为改进控制系统的性能,文献[10-12]提出一种针对未知负载或谐波干扰的非线性干扰观测器(NDO,Nonlinear Disturbance Observer)设计方法,但这种观测器适用于时不变或频率固定的谐波扰动. 对于时变谐波扰动的估计问题目前研究的很少. 滑模变结构控制(VSC,Variable Structure Control)具有对参数变化及扰动不敏感、响应快速及物理实现简单等优点而被广泛的应用于电机控制领域[13-14],但在滑动模态下不可避免地存在高频抖振.

为解决 MSFW 转子不平衡振动对飞轮输出力矩精度影响的问题,有必要对飞轮转子不平衡振动干扰的规律进行分析,设计干扰观测器对系统扰动予以估计与补偿,并将干扰观测器应用于控制器设计中,以提高力矩控制精度.

1 系统介绍

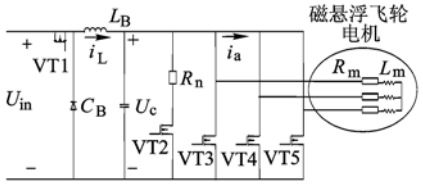
假设 MSFW 电机三相绕组对称,建立基于降压斩波变换器的 MSFW 电机控制系统微分方程:

$$\left.\begin{aligned}\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t}&=\frac{1}{L_\mathrm{B}}[-U_\mathrm{c}+U_\mathrm{in}u]\\ \frac{\mathrm{d}U_\mathrm{c}}{\mathrm{d}t}&=\frac{1}{C_\mathrm{B}}[i_\mathrm{L}-i_a]\\ \frac{\mathrm{d}i_a}{\mathrm{d}t}&=\frac{1}{L_\mathrm{m}}[U_\mathrm{c}-R_\mathrm{m}i_a-K_\mathrm{e}\omega]\\ \frac{\mathrm{d}\omega}{\mathrm{d}t}&=\frac{1}{J}[K_\mathrm{T}i_\mathrm{L}-B\omega+T_\mathrm{d}]\end{aligned}\right\}\tag{1}$$

其中,U_in为供电电压(V);U_c 为电机绕组端电压(V);i_L 为降压斩波变换器输入电流(A);i_a 为 MSFW 电机绕组电流(A);L_B 为降压斩波变换器电感(H);L_m 为 MSFW 电机绕组电感(H);C_B 为降压斩波变换器电容(F);R_m 为 MSFW 电机绕组电阻(Ω);K_e 为电机反电动势系数(V·s/rad);J 为 MSFW 转动惯量(N·m·s^2/rad);K_T 为电机力矩系数(N·m/A);B 为摩擦/风阻系数(N·m·s/rad);ω 为磁悬浮飞轮角速度(rad/s);T_d 为 MSFW 不平衡振动扰动力矩(N·m);u 为控制量;降压斩波变换器电容值、电感值,电机绕组电感值较小可将其忽略.

MSFW 电机驱动系统的拓扑结构见图 1.

选取状态变量 $x=\omega$,控制变量 u,输出变量 $y=x=\omega$,MSFW 电机控制系统方程为



VT1—降压斩波开关;VT2—能耗制动开关;VT3,VT4,VT5—换相开关;R_n—能耗制动电阻.

图 1 MSFW 电机驱动系统拓扑结构

$$\dot{x}=A_x x+g_1u+g_2T_\mathrm{d}\tag{2}$$

其中,$A_x=-\left(\frac{K_\mathrm{T}K_\mathrm{e}}{R_\mathrm{m}J}+\frac{B}{J}\right)$;$g_1=\frac{K_\mathrm{T}u_\mathrm{in}}{R_\mathrm{m}J}$;$g_2=\frac{1}{J}$;$T_\mathrm{d}$ 主要来自于悬浮转子的不平衡振动. 不平衡振动力可以建模为[5-6]

$$f_u=m\omega^2[p_f\sin(\omega t)+q_f\cos(\omega t)]\tag{3}$$

其中,$p_f=-\varepsilon\sin\theta_u$;$q_f=\varepsilon\cos\theta_u$;$\theta_u$ 为不平衡振动干扰的相位;ω 为转子角速度;ε 为转子的偏心率. 不平衡振动干扰力矩可以转换为如下形式:

$$T_\mathrm{d}=\varepsilon_\mathrm{d}\sin(\omega t+\phi)\tag{4}$$

其中,ε_d 为不平衡振动干扰的幅值;ϕ 为不平衡振动干扰的相位.

2 基于 NDO 的变结构控制器设计

2.1 非线性干扰观测器设计

由式(4)可见,悬浮转子不平衡振动为时变正弦型扰动,变换扰动的表示形式:

$$\left.\begin{aligned}\dot{\boldsymbol{\xi}}&=\boldsymbol{A}_\xi(\omega)\boldsymbol{\xi}\\ T_\mathrm{d}&=\boldsymbol{C}_\xi\boldsymbol{\xi}\end{aligned}\right\}\tag{5}$$

其中,$\boldsymbol{\xi}=\begin{bmatrix}T_\mathrm{d}\\ \dot{T}_\mathrm{d}\end{bmatrix}$;$\boldsymbol{A}_\xi(\omega)=\begin{bmatrix}0&1\\ -\omega^2&0\end{bmatrix}$;$\boldsymbol{C}_\xi=[1\quad 0]$.

以 x 替换 ω,$\boldsymbol{A}_\xi(\omega)$ 变换为以下形式:

$$\boldsymbol{A}_\xi(x)=\begin{bmatrix}0&1\\ -x^2&0\end{bmatrix}\tag{6}$$

设计非线性干扰观测器具有以下形式:

$$\left.\begin{aligned}&\dot{\boldsymbol{z}}(x)=\boldsymbol{A}_{\xi\mathrm{id}}\boldsymbol{z}+\boldsymbol{A}_\xi(x)\boldsymbol{p}_\xi(x)-\\ &\boldsymbol{l}(x)[g_2\boldsymbol{C}_\xi\boldsymbol{p}_\xi(x)+\boldsymbol{A}_x x+g_1u]\\ &\boldsymbol{l}(x)=\frac{\partial\boldsymbol{p}(x)}{\partial x}\\ &\boldsymbol{A}_{\xi\mathrm{id}}=\boldsymbol{A}_\xi(x)-\boldsymbol{l}(x)g_2\boldsymbol{C}_\xi\\ &\hat{\boldsymbol{\xi}}=\boldsymbol{z}(x)+\boldsymbol{p}_\xi(x)\end{aligned}\right\}\tag{7}$$

由式(7)可以获得观测器的估计误差:

$$\dot{\boldsymbol{e}}_\xi(t)=\boldsymbol{A}_{\xi\mathrm{id}}\boldsymbol{e}_\xi(t)\tag{8}$$

其中

$$\boldsymbol{e}_\xi(t)=\boldsymbol{\xi}-\hat{\boldsymbol{\xi}}\tag{9}$$

如果系统扰动矩阵式(6)为常值矩阵,可以在满足严格正实引理的条件下任意选取满足性能

要求的干扰观测器反馈增益[12]. 当系统扰动为时变矩阵并与系统状态相关时,干扰观测器的稳定性就很难分析了.

设定期望的估计误差矩阵具有如下形式:

$$\boldsymbol{A}_{\xi\mathrm{id}}=\begin{bmatrix}a_{\xi1} & 1\\ a_{\xi2} & 0\end{bmatrix} \tag{10}$$

$\boldsymbol{A}_{\xi\mathrm{id}}$的设计满足干扰估计动态性能与稳态性能的要求,并且参数 $a_{\xi1}$,$a_{\xi2}$的设计满足 Hurwitz 不等式条件. 可以证明当 $a_{\xi1}<0$,$a_{\xi2}<0$ 时,NDO 估计值按指数规律收敛于系统扰动,并且观测器具有全局一致收敛性.

由式(7)可得

$$\boldsymbol{A}_{\xi\mathrm{id}}=\boldsymbol{A}_{\xi}(x)-\boldsymbol{l}(x)g_2\boldsymbol{C}_{\xi} \tag{11}$$

其中,$\boldsymbol{l}(x)$具有如下形式:

$$\boldsymbol{l}(x)=\begin{bmatrix}l_1(x)\\ l_2(x)\end{bmatrix} \tag{12}$$

将式(6)、式(12)代入式(11),可得

$$\left.\begin{aligned}l_1(x)g_2&=-a_{\xi1}\\ l_2(x)g_2&=-a_{\xi2}-x^2\end{aligned}\right\} \tag{13}$$

进一步得

$$\left.\begin{aligned}l_1(x)&=\frac{-a_{\xi1}}{g_2}\\ l_2(x)&=\frac{-a_{\xi2}-x^2}{g_2}\end{aligned}\right\} \tag{14}$$

由 $\boldsymbol{l}(x)$,可得

$$\boldsymbol{p}_{\xi}(x)=\begin{bmatrix}\dfrac{-a_{\xi1}}{g_2}x\\ \dfrac{-a_{\xi2}x-\dfrac{1}{3}x^3}{g_2}\end{bmatrix} \tag{15}$$

由于 x 可实时检测,根据式(7)、式(14)、式(15)可以得到系统扰动估计,由式(8)、式(10)、式(11)可知估计值指数收敛于系统干扰.

2.2　基于 NDO 的变结构控制器设计

定义理想的状态变量为 x_{d},系统跟踪误差为 $e_x=x-x_{\mathrm{d}}$,控制目标为设计基于 NDO 的变结构控制器,当系统存在未知扰动的条件下,x 跟踪 x_{d},即当 $t\to\infty$ 时,$e_x\to0$. 滑模函数选用积分滑模函数,其优点是:系统稳态误差较小;可以有效削弱抖振;控制律中不会出现变量的二阶导数,可以增强控制器的稳定性. 定义滑模函数 $\sigma(t)$为

$$\sigma(t)=C_{\mathrm{s}}(e_x)-C_{\mathrm{s}}(e_{x0})+\int_0^t\frac{\partial C_{\mathrm{s}}}{\partial e_x^{\mathrm{T}}}k_e e_x\mathrm{d}\tau \tag{16}$$

其中,$C_{\mathrm{s}}(e_x)$为标量,$\dfrac{\partial C_{\mathrm{s}}}{\partial e_x^{\mathrm{T}}}=1$;$e_{x0}$为 $e_x(t)$的初始值;k_e 为正常数. 由式(16)可知,当 $t=0$ 时,$\sigma(t)=0$,因此这种变结构控制没有到达过程. 设计全局变结构控制律具有如下形式:

$$u=u_{\mathrm{c}}+u_{\mathrm{s}}+u_{\mathrm{b}} \tag{17}$$

其中

$$u_{\mathrm{c}}=-g_1^{-1}(Ax) \tag{18}$$

$$u_{\mathrm{s}}=g_1^{-1}(\dot{x}_{\mathrm{d}}-k_e e_x-g_2\hat{T}_{\mathrm{d}}) \tag{19}$$

$$u_{\mathrm{b}}=-g_1^{-1}\left[\frac{\alpha\sigma}{|\sigma|+\beta}+\frac{\sigma(g_2)^2}{4a_{\xi1}a_{\xi2}}\right] \tag{20}$$

其中,u_{c} 为速度控制器,用于补偿系统中非线性因素的影响;u_{s} 用于确定系统的期望性能;u_{b} 用于保证控制系统在滑模面 $\sigma(t)=0$ 上的性能. 将一般滑模控制器的符号函数 $\mathrm{sgn}(\sigma(t))$用 $\alpha\sigma/(|\sigma|+\beta)$代替可以有效地削弱系统抖振,其中$\alpha>0$,$\beta>0$.

将式(17)~式(19)代入系统方程(2),可得系统误差的动态方程具有如下形式:

$$\dot{e}_x=-k_e e_x+g_2e_{\xi1}+g_1u_{\mathrm{b}} \tag{21}$$

由式(16)可知,当 $t=0$ 时,$\sigma(t)=0$,当式(22)成立时,可以保证系统状态一直保持在滑模面 $\sigma(t)=0$ 上.

$$\sigma(t)\dot{\sigma}(t)<0\quad\sigma(t)\neq0 \tag{22}$$

将式(16)对时间求导,根据式(21)可得

$$\dot{\sigma}(t)=\frac{\partial C_{\mathrm{s}}}{\partial e_x^{\mathrm{T}}}\{-k_e e_x+g_2e_{\xi1}+g_1u_b+k_e e_x\}=g_2e_{\xi1}+g_1u_{\mathrm{b}} \tag{23}$$

将式(2)所示 MSFW 控制系统采用变结构控制器实现飞轮转速的稳定跟踪,滑模函数如式(16)所示;采用 NDO 实现干扰 T_{d} 的稳定估计,系统跟踪误差与估计误差渐进稳定收敛.

控制系统稳定性证明如下.

设李亚普诺夫函数为

$$V(\sigma,e_\xi)=\frac{1}{2}\sigma^2+\frac{-a_{\xi2}}{2}e_{\xi1}^2+\frac{1}{2}e_{\xi2}^2 \tag{24}$$

对 $V(\sigma,e_\xi)$求导:

$$\dot{V}(\sigma,e_\xi)=\sigma\dot{\sigma}+(-a_{\xi2})e_{\xi1}\dot{e}_{\xi1}+e_{\xi2}\dot{e}_{\xi2} \tag{25}$$

由式(23),式(10),式(11)可知:

$$\dot{V}(\sigma,e_\xi)=\sigma(g_2e_{\xi1}+g_1u_{\mathrm{b}})-a_{\xi2}a_{\xi1}e_{\xi1}e_{\xi1} \tag{26}$$

将式(20)代入式(26)可得

$$\dot{V}(\sigma,e_\xi)=-a_{\xi2}a_{\xi1}\left[e_{\xi1}-\frac{\sigma(g_2)}{2a_{\xi1}a_{\xi2}}\right]^2-\frac{\alpha\sigma^2}{|\sigma|+\beta}\leqslant-\frac{\alpha\sigma^2}{|\sigma|+\beta} \tag{27}$$

由式(27)可知,当 $\sigma(t)\neq0$ 时,$\dot{V}<0$,即当$t\to$

∞ 时,$\sigma \to 0$. 当滑模面到达后,系统的稳定性能由式(16)来保证. 由于 k_e 的选取满足 Hurwitz 判据,因此,当 $t \to \infty$ 时,系统误差 $e_x \to 0$. NDO 的收敛性由式(8)、式(10)来确定.

3 系统仿真与讨论

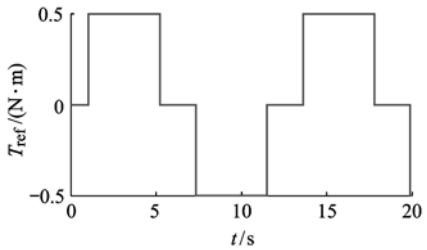
采用 Matlab/Simulink 进行系统仿真,设定变结构控制器参数 $k_e = 600$,系统初始偏差 $e_{x0} = 0$;PID(Proportion-Integral-Derivative)控制器参数 $k_p = 15$;$k_i = 10$;$k_d = 0.01$. 比较采用不同转速控制器在不同条件下转速跟踪性能的差别(图 2).

当系统不存在不平衡振动扰动时,比较 PID 控制器与一般 VSC 控制器的性能,给定参考力矩 T_{ref} 曲线如图 2. 图 2b 为分别采用 PID 与一般 VSC 时飞轮转速偏差 e_ω 曲线. 采用 PID 控制器,当力矩指令变化较大时 e_ω 较大;当力矩指令恒定或力矩指令缓慢变化时,e_ω 逐渐收敛. 当采用 VSC 控制器时,系统的跟踪误差要远小于采用 PID 控制器时的转速跟踪误差,当力矩指令变化较大时采用 VSC 控制的转速跟踪误差也会增加,但其转速跟踪精度要高于 PID 控制转速跟踪精度.

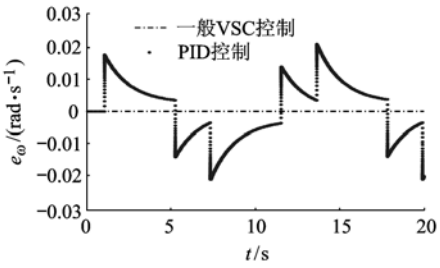
比较一般 VSC 控制与改进 VSC 控制性能的差别,由图 2c 所示的跟踪偏差曲线可知,采用改进 VSC 控制器可以有效的削弱抖振,提高转速跟踪精度. 观察整个转速变化范围内的转速偏差可知,改进 VSC 控制器比一般 VSC 控制器转速跟踪精度高 2 到 3 个量级;

当系统存在不平衡振动时,分别采用基于 NDO 的 VSC 控制器与一般 VSC 控制器控制 MS-FW 转速,设定非线性干扰观测器期望的估计误差矩阵 $\boldsymbol{A}_{\xi id} = [-500 \quad 1;\ -10\,000 \quad 0]$,不平衡振动参数:$\varepsilon_d = 1$,$\varphi = 0$. 由图 2f 可知采用非线性干扰观测器可以较好地跟踪系统时变谐波干扰,估计误差在 2×10^{-3} 范围内,观测器的动态响应与稳态性能都可以满足系统要求. 由图 2d 的转速跟踪误差曲线可见,基于 NDO 的变结构控制器具有较好的时变谐波扰动抑制能力;基于 NDO 的变结构控制器转速跟踪精度提高了 3 到 4 个量级.

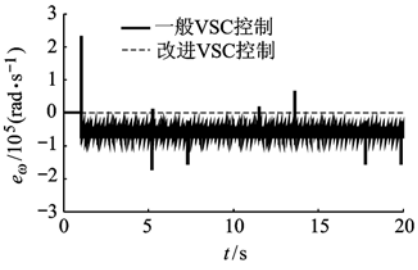
当系统存在参数摄动时,对比基于 NDO 的变结构控制器与 PID 控制器的性能(系统参数:$B = 10B_0$;$K_e = 10K_{e0}$;$K_T = 10K_{T0}$). 由图 2e 转速偏差曲线可知,PID 控制器的鲁棒性较弱,当系统参数存在摄动时系统的动态调节能力不强,而采用基于 NDO 的变结构控制器时,系统的动态与稳态性能几乎没有受到影响.



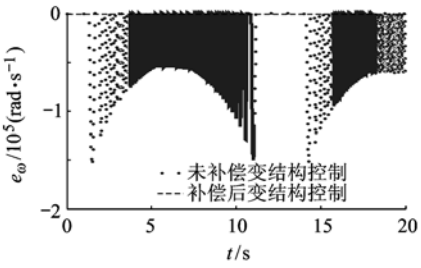
a 参考力矩曲线



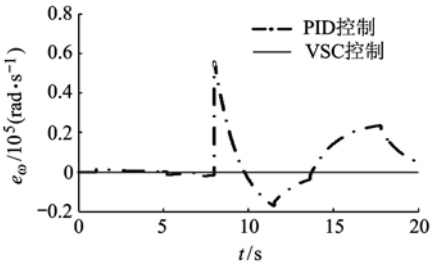
b PID 与一般 VSC 控制转速偏差



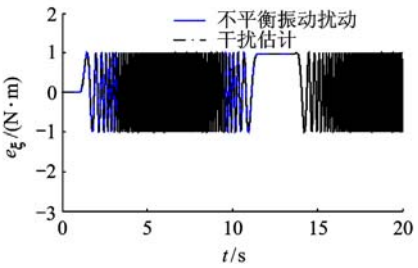
c 一般 VSC 与改进 VSC 控制转速偏差



d PID 与改进 VSC 控制转速偏差



e PID 与 VSC 控制转速偏差



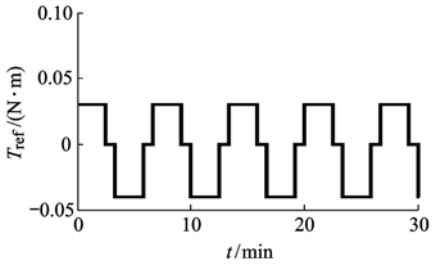
f 干扰估计与估计误差曲线

图 2 所提控制方法的仿真验证曲线

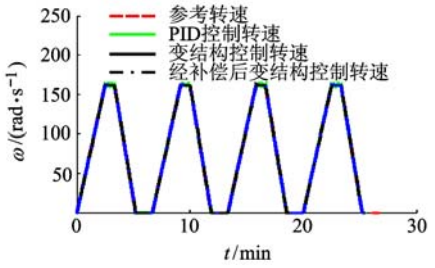
4　实验验证

MSFW 电机控制系统硬件采用 DSP+FPGA 方案实现,DSP(Digital Signal Processor)用于实现控制算法,FPGA(Field Programmable Gate Array)用于完成时序与逻辑控制,硬件系统时钟频率为 40 MHz,电机电流采用霍尔电流传感器检测,电流采样频率为 5 kHz;转子位置与转速通过 2 000 脉冲/r 的光电码盘进行检测,驱动电路脉宽调制频率为 20 kHz.

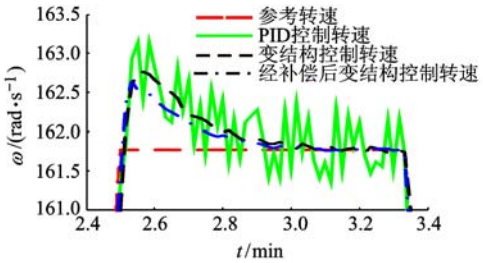
为验证基于 NDO 的变结构控制器的有效性,对所提控制方法进行实验验证. 给定 MSFW T_{ref} 曲线如图 3a 所示,参考转速曲线与转速响应曲线如图 3b 所示,由图 3b 可知采用不同控制方法都可以实现转速跟踪;图3c为飞轮转速曲线细节图,通过此图可以比较不同方法的控制性能. 由图 3c 可知当参考力矩变化较大时飞轮转速存在超调,经控制器调节飞轮转速最终收敛于参考转速,采用改进的变结构控制器系统的扰动抑制能力与稳态性能有所改善,采用基于 NDO 的变结构控制器时系统具有较好的动态调节能力与稳态性能. 系统扰动估计值如图 3d 所示,采用 NDO 对时变谐波型扰动具有很好的估计性能.



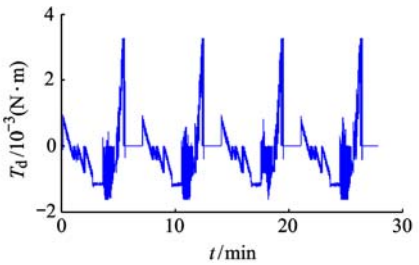
a　参考力矩曲线



b　不同控制器控制转速响应曲线



c　转速曲线细节图



d　扰动估计曲线

图 3　所提控制方法的实验验证曲线

5　结　论

1）针对时变谐波型扰动提出一种非线性干扰观测器设计方法,通过设计非线性反馈增益系数矩阵,非线性干扰观测器具有全局一致指数收敛性.

2）采用改进的变结构控制器对干扰进行补偿并控制飞轮转速,通过改进变结构控制器的滑模函数与控制律,系统抖振可以有效地抑制.

3）基于非线性干扰观测器的变结构控制系统的稳定性采用李亚普诺夫定理进行分析验证,控制系统具有全局稳定性.

参考文献（References）

[1] Alexander L, Panagiotis T. A combined application of H_∞ loop shaping and μ-synthesis to control high-speed flywheels [J]. IEEE Transactions Control Systems Technology, 2005, 13(5): 766-777

[2] Hsu C T, Chen S L. Exact linearization of a voltage-controlled 3-pole active magnetic bearing system [J]. IEEE Transactions Control Systems Technology, 2002, 10(4): 618-625

[3] 韩邦成,房建成,郭家富. 不平衡质量对磁悬浮 CMG 转子运动特性的影响分析及实验[J]. 宇航学报,2008,29(2):585-589
Han Bangcheng, Fang Jiancheng, Guo Jiafu. Simulation analysis and test of the influence of imbalance mass on magnetically suspended rotor [J]. Journal of Astronautics, 2008, 29(2): 585-589 (in Chinese)

[4] Park T J. Identification of unbalance and high order sensor runout on rigid rotor supported by magnetic bearings [C]// Okada Y. 8th International Symp on Magnetic Bearings. Japan: Ibaraki University, 2002: 355-360

[5] Tamisier V. Synchronous unbalance cancellation across critical speed using a closed-loop method [C]// Okada Y. 8th International Symp on Magnetic Bearings. Japan: Ibaraki University, 2002: 399-404

[6] Setiawan J D, Mukherjee R, Maslen E H. Variable magnetic stiffness approach for simultaneous sensor run-out and mass unbalance compensation in active magnetic bearings[C]// Schweitzer G. 7th International Symp on Magnetic Bearings. Switzerland: ETH Zurich, 2000: 549-554

(下转第 1468 页)

5 结 论

1）结果对比分析表明，由式(7)给出的力学模型可以应用于蜂窝结构的吸能特性计算，为蜂窝结构缓冲器的设计提供指导.

2）蜂窝结构比吸能公式(8)表明，在应变 ε_m 相同的条件下，冲击载荷的作用初始速度越大，蜂窝结构单位体积吸收的能量越多.

参考文献（References）

[1] Mc Farland R K Jr. Hexagonal cell structures under post-buckling ax-ial load[J]. AIAA Journal,1963,1(6):1380-1385

[2] Wierzbicki T. Crushing analysis of metal honeycombs[J]. International Journal of Impact Engineering,1983,1(2):157-174

[3] 张大军，余同希. 蜂窝材料面外受压时初始弹性失稳载荷的计算[J]. 上海交通大学学报,1990,24(5/6):47-55
Zhang Dajun, Yu Tongxi. The initial elastic instability load calculation of honeycombs under out-plane compressive load[J]. Journal of Shanghai Jiaotong University,1990,24(5/6):47-55(in Chinese)

[4] 祝涛，王德禹. 蜂窝芯层非线性等效弹性参数[J]. 上海航天,2008,4:15-18
Zhu Tao, Wang Deyu. Nonlinear equivalent elastic parameters of honeycomb core[J]. Aerospace Shanghai,2008,4:15-18(in Chinese)

[5] 刘强，黄争鸣. 金属蜂窝材料的弹塑性屈曲临界应力值[J]. 力学季刊,2008,29(4):515-520
Liu Qiang, Huang Zhengming. Elasto-plastic buckling critical stress of metal honeycomb[J]. Chinese Quarterly of Mechanics, 2008,29(4):515-520(in Chinese)

[6] Yamashita M, Gotoh M. Impact behavior of honeycomb structures with various cell specifications-numerical simulation and experiment[J]. International Journal of Impact Engineering, 2005, 32(1):618-630

[7] 王闯，刘荣强，邓宗全，等. 铝蜂窝结构的冲击动力学性能的试验及数值研究[J]. 振动与冲击,2008,27(11):56-61
Wang Chuang, Liu Rongqiang, Deng Zongquan, et al. Impact performance of aluminum honeycomb structures-experiment and numerical study[J]. Journal of Vibration and Shock, 2008, 27(11):56-61(in Chinese)

[8] 刘荣强，罗昌杰，王闯，等. 腿式着陆器缓冲材料缓冲特性及其表征方法研究[J]. 宇航学报,2009,30(2):786-794
Liu Rongqiang, Luo Changjie, Wang Chuang, et al. The study of cushioning properties and characterization method for cushioning material on legged lander[J]. Journal of Astronautics, 2009, 30(2):786-794(in Chinese)

[9] 杨桂通. 弹塑性力学引论[M]. 北京：清华大学出版社,2004:218-247
Yang Guitong. Introduction to elasticity and plasticity[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2004:218-247(in Chinese)

[10] 尚晓江，苏建宇. ANSYS/LS-DYNA 动力分析方法与工程实例[M]. 北京：中国水利水电出版社,2005:50-70
Shang Xiaojiang, Su Jianyu. ANSYS/LS-DYNA dynamic analysis methods and engineering practice[J]. Beijing: China Water Power Press, 2005:50-70(in Chinese)

[11] 王永宁，李大永. 铝蜂窝异面变形的数值模拟[J]. 中国机械工程,2006,10(增刊):340-343
Wang Yongning, Li Dayong. Numerical simulations of aluminum honeycomb out-plane deformation[J]. China Mechanical Engineering, 2006, 10(Supplement):340-343(in Chinese)

（编 辑：文丽芳）

（上接第 1463 页）

[7] Chen X, Su C Y, Fukuda T. A nonlinear disturbance observer for multivariable systems and its application to magnetic bearing systems [J]. IEEE Transactions Control Systems Technology, 2004, 12(4):569-577

[8] Komada S, Machii N, Fukuda T. Control of redundant manipulators considering order of disturbance observer [J]. IEEE Trans Ind Electron, 2002, 47(2):413-420

[9] Schrijver E, Dijk J V. Disturbance observers for rigid mechanical systems: Equivalence, stability and design [J]. J Dyn Syst, Meas, Control, 2002, 124(3):539-548

[10] Chen Wenhua. Nonlinear disturbance observer-enhanced dynamic inversion control of missiles [J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 2003, 26(1):161-166

[11] Chen Wenhua. Harmonic disturbance observer for nonlinear systems [J]. Journal of Dynamic Systems Measurement and Control, 2003, 125(1):114-123

[12] Chen Wenhua. Disturbance observer based control for nonlinear systems [J]. IEEE/ASME Trans Mechatronics , 2004, 9(4): 706-710

[13] 夏常亮，刘均华，俞卫，等. 基于扩张状态观测器的永磁无刷直流电机滑模变结构控制[J]. 电机工程学报,2006,26(20):139-143
Xia Changliang, Liu Junhua, Yu Wei, et al . Variable structure control of bldcm based on extended state observer [J]. Proceedings of CSEE, 2006, 26(20):139-143(in Chinese)

[14] 刘贤兴，胡育文，卜言柱. 基于滑模变结构的永磁同步电机精确线性化控制[J]. 航空学报,2008,29 (5):1269-1273
Liu Xianxing, Hu Yuwen, Bu Yanzhu. Precision linearization control for permanent magnet synchronous motor based on sliding mode variable structure control [J]. Acta Aeronautica et astronautica Sinica, 2008, 29(5):1269-1273(in Chinese)

（编 辑：刘登敏）