

无轴承扰动补偿悬浮系统的稳定性分析与验证

王晓琳¹, 贺 鹏²

(1. 南京航空航天大学 自动化学院, 江苏 南京 210016; 2. 光宝通信(广州)有限公司南京分公司, 江苏 南京 210019)

摘要: 目前, 无轴承磁悬浮系统多采用PID等经典控制策略, 然而由于外界扰动、参数摄动等诸多原因, 难以实现高性能的悬浮控制. 本文针对上述问题, 通过在传统PID悬浮控制系统中增加扩张状态观测器, 对悬浮力扰动进行实时补偿, 从而建立基于扩张状态观测器的无轴承悬浮控制系统. 其中, 根据扩张状态观测器对综合扰动进行观测的基本原理, 构建了系统数学模型, 并对其稳定性进行了分析. 在此基础上, 对观测器参数调节的选取原则和稳定域的参考范围进行了理论分析, 从而提出了一套无轴承悬浮控制系统参数整定方案. 此外, 本文还结合模型中主要参数的物理意义, 进一步完善了非线性扩张状态观测器参数的设定原则. 最后, 通过仿真验证了扩张状态观测器对无轴承悬浮系统扰动抑制的作用, 以及所述参数整定方案的正确性.

关键词: 无轴承电机; 扩张状态观测器; 扰动补偿; 稳定性分析; 参数调节

中图分类号: TP355 **文献标识码:** A

Stability analysis and verification for bearingless magnetic levitation system with disturbance rejection

WANG Xiao-lin¹, HE Peng²

(1. College of Automation, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing Jiangsu 210016, China;
2. LITE-ON Technology Corp, Nanjing Jiangsu 210019, China)

Abstract: Although the PID control strategy is widely adopted in the bearingless magnetic levitation system, it is impossible to realize high performance in the levitation control due to the influences of disturbance to the levitation forces and the parameters perturbation, etc. To deal with this problem, we develop a novel bearingless levitation system by adding an extended state observer (ESO) to observe the comprehensive disturbances, making the system able to compensate the disturbances in real-time. The mathematical model of the ESO is built based on the operating principle, and its stability is analyzed. On this basis, the principle of the parameter selection and the stable region of the parameters for the levitation control system are considered theoretically, thus a complete control scheme for the bearingless magnetic levitation system is presented. Additionally, the principle of the parameter adjustment in the nonlinear extended state observer is improved by considering the physical meanings of those parameters. Simulation verifies the significant contribution of the ESO to the disturbance rejection in the bearingless levitation system, and validates the proposed scheme for its parameters adjustment.

Key words: bearingless motor; extended state observer; disturbance rejection; stability analysis; parameters adjusting

1 引言(Introduction)

无轴承电机因其无磨损、高转速、低噪声等优势在超洁净、超高速领域有很大的应用潜力. 该电机定子采用悬浮绕组和转矩绕组双绕组结构, 分别提供径向悬浮力和转矩. 由于无轴承电机结构复杂, 悬浮系统在控制上存在诸多难题, 如外界扰动、参数摄动以及控制对象模型不精确等, 给系统稳定运行带来很大的困难, 尤其是对外界扰动的鲁棒性在很大程度上影响着系统稳定运行^[1-2].

当前, 无轴承悬浮系统普遍使用的PID闭环控制系统, 因其不依赖于系统模型、参数调整相对简单在工程中得到广泛的应用. 但PID不能较好地抑制

扰动, 特别是对于随时变化的扰动, PID的积分反馈的抑制效果不明显^[3-4]; 同时, 高速环境下, 因发热或局部磁饱和等原因导致的无轴承电机的参数摄动往往使PID参数失效, 无法满足稳定悬浮和运行的要求. 针对PID的不足, 研究人员致力于将先进控制理论应用到无轴承电机控制上, 以改善控制性能: 文献[5]中提出了利用在线系统辨识的方法来解决无轴承电机参数摄动的问题, 但在线辨识计算量大、对处理器速度要求高制约了其应用. 文献[6]中研究了永磁无轴承H_∞鲁棒控制系统在消除扰动、解决模型不确定性上的作用, 但加权函数必须依赖扰动的具体模型, 因而无法消除未知扰动. 另外, 文献[7]中

研究了自抗扰控制系统在无轴承电机轴向混合磁轴承控制上的作用,但未涉及系统稳定性分析和参数整定方面的研究.文献[8]对无轴承交替极电机自抗扰悬浮系统进行了初步研究,验证了自抗扰技术(ADRC)在扰动抑制上的作用,但只停留在验证的角度,未作理论上的研究.同时,ADRC可调参数多,并且没有系统的参数调节方法,给ADRC在无轴承技术上的深入研究带来了很大困难.

本文基于自抗扰控制技术的思想,提出利用ESO对扰动实时观测^[9],并与PID控制器形成扰动抑制闭环悬浮控制系统.这样一来,不仅实现了扰动抑制,而且与基于ADRC的悬浮控制系统相比,可调参数大大减少.同时,文中还对以下方面进行深入系统的分析:首先,建立基于扩张状态观测器(ESO)的无轴承扰动补偿悬浮系统,针对非线性控制系统参数难以调整的特点,从扰动估计的离散误差方程出发,利用现代控制理论的状态反馈稳定性理论,论证系统的稳定性,并得到可用的参数调节范围,从理论上对系统参数调节进行规范和指导;其次,对非线性扩张状态方程的参数在无轴承悬浮系统中的物理意义进行深入探讨,提出参数整定和非线性函数选取的原则;最后,通过仿真,验证上述方案的可行性与正确性,并说明以及ESO在无轴承悬浮系统扰动抑制上的显著作用.

2 新型无轴承电机悬浮系统模型的建立(Model of the novel bearingless levitation system)

2.1 悬浮系统数学模型(Math model of the levitation system)

本文以无轴承永磁薄片电机为例,建立无轴承悬浮系统模型.该电机定子中安放了悬浮和转矩两套绕组,转子为径向充磁的一对极永磁结构.文献[10]详细阐述了转子所受径向悬浮力的数学模型,如式(1):

$$\begin{cases} F_\alpha = k_{FA} W_1 (A_{PM} i_{ld} + A_{tq} i_{lq}), \\ F_\beta = k_{FA} W_1 (A_{PM} i_{lq} - A_{tq} i_{ld}), \end{cases} \quad (1)$$

其中: F_α, F_β 为两自由度悬浮力, i_{ld}, i_{lq} 为悬浮绕组d轴、q轴电流, k_{FA} 为悬浮力系数, A_{PM} 为永磁磁势幅值, A_{tq} 为转矩磁势幅值, W_1 为悬浮绕组匝数.由于 A_{tq} 对径向悬浮力的影响很小,可以忽略,简化式(1)可得悬浮力控制模型:

$$\begin{cases} i_{ld} = \frac{F_\alpha}{k_{FA} A_{PM}}, \\ i_{lq} = \frac{F_\beta}{k_{FA} A_{PM}}. \end{cases} \quad (2)$$

从式(2)可以看出,悬浮绕组给定电流与悬浮力期望值成正比关系, α, β 两自由度悬浮力形式完全

相同.定义 x_1, x_2 为无轴承悬浮系统状态变量,分别代表转子径向位移和转子径向速度. x_{output} 为系统位移输出.以 α 向为对象建立转子动力学的状态方程如式(3):

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2, \\ \dot{x}_2 = \frac{k_\alpha}{m} x_1 + \frac{1}{m} f_\alpha + \frac{k_i}{m} \cdot \frac{F_\alpha}{k_{FA} A_{PM}}, \\ x_{output} = x_1, \end{cases} \quad (3)$$

其中: $\alpha-\beta$ 为空间静止坐标系, k_i 为电流刚度系数(单位: N/A), k_α 为 α 向位移刚度系数(单位: N/m). F_α 为悬浮绕组电流在 α 轴下的分量; x 为转子径向位移偏移量. f_α 为转子受到的综合扰动力.

2.2 悬浮系统扩张状态观测器方程的建立 (Construction of the levitation ESO equation)

对于无轴承悬浮系统而言,ESO只需要输入转子径向位移和悬浮力,就可以估计出转子所受到的扰动力.其基本思想是:只要被估计的扰动量在实时作用中有界,并且系统满足可观性条件,那么,不管扰动力的实时加速度是什么形式,它的作用必定会反映在系统的输出上,扩张观测器就可以从系统的输出中提炼出这个作用量^[11].

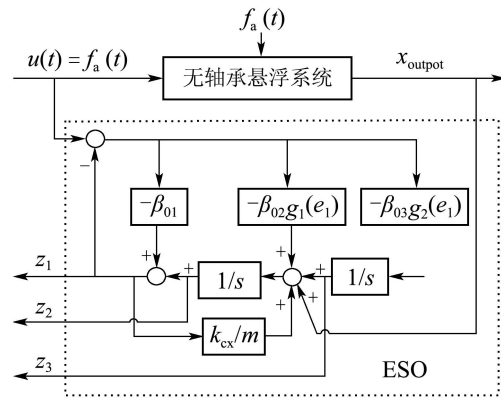


图1 无轴承悬浮系统扩张观测器框图

Fig. 1 Bearingless levitation system with ESO

按照上面思想,建立图1所示的无轴承悬浮系统ESO模型.其中 z_1, z_2, z_3 为ESO的3个估计量,分别代表转子位移、速度和扰动加速度的估计值.将无轴承悬浮系统转子所受到的外界扰动加速度 f 扩张为第3个状态变量 x_3 ,即令 $x_3 = f$,记 $w(t)$ 为转子受到的外界扰动力的加速度的微分量,则原系统可扩张为新的线性控制系统:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2, \\ \dot{x}_2 = \frac{k_\alpha}{m} x_1 + \frac{1}{m} f_\alpha + \frac{k_i}{m} \cdot \frac{F_\alpha}{k_{FA} A_{PM}}, \\ \dot{x}_3 = w(t), \\ x_{output} = x_1. \end{cases} \quad (4)$$

按式(4)对这个被扩张的系统建立状态观测器,

即悬浮系统扩张状态观测器, 如式(5)所示:

$$\begin{cases} e_1 = z_1 - x_1, \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_{01}e_1, \\ \dot{z}_2 = z_3 - \beta_{02}g_1(e_1) + bu(t) + f_o(z_1, z_2), \\ \dot{z}_3 = -\beta_{03}g_2(e_1), \end{cases} \quad (5)$$

其中: $f_o(z_1, z_2)$ 为系统固有的悬浮位移加速度的估计值, 这里 $f_o(z_1, z_2) = k_\alpha z_1/m$, 由转子所受到的悬浮移刚度分量产生. 在扩张状态方程中增加这一项, 补偿了扩张状态量对未知扰动的估计误差, 提高了估计精度.

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = e_2 - \beta_{01}e_1, \\ \dot{e}_2 = e_3 + \frac{k_\alpha}{m}x_1 - \beta_{02}g_1(e_1), \\ \dot{e}_3 = -w(t) - \beta_{03}g_2(e_1), \end{cases} \quad (6)$$

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = e_2 - \beta_{01}e_1, \\ \dot{e}_2 = e_3 + \frac{k_\alpha}{m}e_1 - \beta_{02}g_1(e_1), \\ \dot{e}_3 = -w(t) - \beta_{03}g_2(e_1), \end{cases} \quad (7)$$

其中: 转子径向位移估计误差 $e_1 = z_1 - y$, 转子径向速度误差 $e_2 = z_2 - x_2$, 转子扰动加速度估计误差 $e_3 = z_3 - x_3$; $g_1(e_1)$, $g_2(e_1)$ 为观测器估计函数. 选择线性函数或者选择非线性函数决定了观测器的类型和特性. 本文将在第4.2节中对观测器估计函数的选取进行详细地讨论. 由状态误差方程式(6)和式(7)对比可知, 不加补偿的误差状态方程的扰动估计给系统增加了一个无法消除的偏差, 经过补偿后该偏差量转化为状态 x_1 的估计误差 e_1 , 从而消除了由系统确知加速度引起的估计偏差. 由状态误差方程式(6)和式(7)对比可知, 不加补偿的误差状态方程的扰动估计给系统增加了一个无法消除的偏差, 经过补偿后该偏差量转化为状态 x_1 的估计误差 e_1 , 从而消除了由系统确知加速度引起的估计偏差.

3 基于离散ESO的悬浮系统稳定性分析 (Stability analysis of levitation system based on the discrete ESO)

上文提及的无轴承悬浮系统ESO方程均为连续模型, 但在实际中, 由于数字控制器的广泛使用, 线性离散ESO状态方程在仿真和实验中得到广泛应用, 因此, 利用线性定常离散系统的稳定性判据, 考察线性离散ESO方程的稳定性有其实际意义. 对式(7)进行线性离散化, 得到无轴承悬浮系统线性ESO误差离散方程:

$$\begin{cases} E(k+1) = (G - LC)E(k) + O(h^2), \\ G = \begin{pmatrix} 1 & h & 0 \\ 0 & 1 & h \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}, L = (\beta_{01} \quad \beta_{02} - \frac{k_i}{m} \quad \beta_{03})^T, \\ C = (1 \ 0 \ 0), \end{cases} \quad (8)$$

其中: h 为采样时间, $O(h^2)$ 为 h^2 的同阶无穷小, 当采样时间 h 较小时, 可以忽略不计, 那么, 采样时间设置得越小, 估计误差就越小^[12]. 将式(8)记为

$$\begin{cases} E(k+1) = (G - LC)E(k), \\ Y(k) = CE(k). \end{cases} \quad (9)$$

首先, 无轴承悬浮系统必须满足可观测性. 由线性定常离散系统的可观测性判据可知

$$\text{rank} \begin{bmatrix} C \\ CG \\ CG^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & h & 0 \\ 1 & 2h & h^2 \end{bmatrix} = 3,$$

因此只要采样时间 h 不等于0, 系统状态就可观测.

其次, 系统要满足稳定性条件, 则其特征矩阵 $G - LC$ 的特征根全部分布在 z 平面上的单位圆内^[12], 经过变换可以得到 $G - LC$ 的特征多项式:

$$\begin{cases} D(z) = |zI - (G - LC)| = \\ z^3 + (\beta_{01} - 3)z^2 + (h\beta_{02} + 2\beta_{01} + 3 - h\frac{k_i}{m})z + \\ (8 - 4\beta_{01} + 2h\beta_{02} - h^2\beta_{03}) = 0. \end{cases} \quad (10)$$

根据朱利稳定判据^[13], 列写朱利矩阵, 得到系统稳定条件为

$$\begin{cases} -\beta_{01} + 3h\beta_{02} - h^2\beta_{03} + 9 - h\frac{k_i}{m} > 0, \\ -5\beta_{01} + h\beta_{02} - h^2\beta_{03} + 1 - h\frac{k_i}{m} < 0, \\ |8 - 4\beta_{01} + 2h\beta_{02} - h^2\beta_{03}| < 1, \\ |(8 - 4\beta_{01} + 2h\beta_{02} - h^2\beta_{03})^2 - 1| > \\ |(8 - 4\beta_{01} + 2h\beta_{02} - h^2\beta_{03})(\beta_{01} - 3) - \\ (h\beta_{02} + 2\beta_{01} + 3 - h\frac{k_i}{m})|. \end{cases} \quad (11)$$

式(11)得到了无轴承悬浮系统线性ESO稳定性的条件, 从而在理论上对参数取值范围进行了约束, 对规范参数调整有重要意义. 当无轴承电机参数和控制周期确定后, 根据式(11), 可以对 β_i 进行规范, 并依据数量级匹配的原则对参数范围进行配置, 这有利于缩小参数范围、避免盲目调参.

4 悬浮系统参数物理意义的研究(Physical significance of parameters)

基于ESO的无轴承悬浮系统的主要参数虽然比ADRC已经进行了较大削减, 但如果不明确参数的物理意义, 调整参数往往具有盲目性, 难以快速得到有效的参数范围. 本文从非线性函数的探讨和参数之间的关系对本文的无轴承悬浮系统参数进行研究.

4.1 悬浮系统数学模型(Math model of the levitation system)

第3节中探讨了离散线性ESO的稳定性问题. 研

究表明,非线性函数具有高增益的特性,在保证系统稳定的前提下,其跟踪效率比线性函数高得多^[12].要构造合适非线性ESO,恰当地选取非线性函数至关重要,本节将对常用的非线性fal函数的选取进行探讨.式(1)为ESO常用的非线性函数fal表达式:

$$\text{fal}(e, \alpha_i, \delta) = \begin{cases} |e|^{\alpha_i} \cdot \text{sgn } e, & |e| \geq \delta, \\ \frac{e}{\delta^{1-\alpha_i}}, & |e| \leq \delta, \end{cases} \quad (12)$$

其中: $\delta \geq 0$, α_i 为增益指数, β_i 为线性段区间长度.为避免原点附近的高频振荡现象,在指数函数 $fe(e, \alpha) = |e|^\alpha \cdot \text{sgn } e$ 原点附近增加了长度为 δ 的线性段区间.如图2所示,线性区间 $\delta = 0.03$, fe 函数在原点附近的增益突变非常大,而增加了线性区的fal函数使变化较缓,避免了突变给系统带来的冲击.同时,从线性区到非线性区能否平稳过渡与指数 α_i 有关,从图中可知 α_i 取值在0.4-0.6之间,过渡过程较为平稳,系统过渡过程的振荡较小.

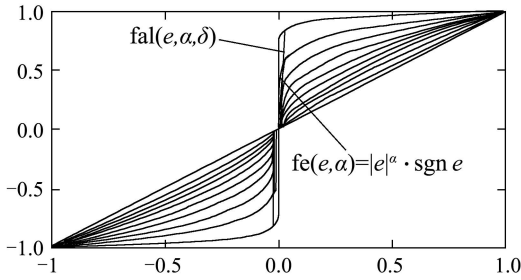


图2 fal函数与fe函数的对比图

Fig. 2 comparison between fal and fe

非线性ESO的调节过程:初始状态下,误差 $e > \delta$, fal函数处于非线性区, fal函数的斜率变小,误差增益变化速率降低,误差逐渐变小,从而逐渐进入线性区,保证系统的稳定运行;当误差 $e < \delta$ 时,误差被限制在线性区,误差增益大,有利于系统快速运行.由此可知, fal函数具有“大误差,小增益;小误差,大增益”的智能调节作用,使误差始终限制在较小的线性区的范围,从而保证了系统的稳定、快速运行.

4.2 ESO参数在无轴承悬浮系统中的物理意义(Physical significance of ESO parameters in the bearingless levitation system)

由上一小节的分析得到非线性扩张状态方程如式(13):

$$\begin{cases} e_1 = z_1 - x_1, \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_{01}e_1, \\ \dot{z}_2 = z_3 - \beta_{02}\text{fal}(e_1, \alpha_1, \delta) + bu(t) + f_o(z_1, z_2), \\ \dot{z}_3 = -\beta_{03}\text{fal}(e_1, \alpha_2, \delta). \end{cases} \quad (13)$$

由上式可知, ESO的可调参数包括 $\beta_{01}, \beta_{02}, \beta_{03}, \alpha_1, \alpha_2, \delta, b, h$, 其关系复杂,给调试带来了很大的困难.结合无轴承电机的具体对象,将ESO参数赋予具

体物理意义对缩小参数范围、简化参数调试过程有一定的意义.本节从下面几点对参数的物理意义进行讨论:

1) 非线性函数fal的参数 δ 和 α . 上节中提到的非线性函数fal的线性段长度 δ 可以看作无轴承电机转子稳定悬浮径向位移控制精度,即稳定悬浮时转子中心径向偏移的最大范围,如图3所示.控制精度越高,即 δ 越小越有利于稳定悬浮.非线性指数增益 α 的取值范围为 $[0, 1]$, 且满足 $\alpha_i = \alpha_1/2i - 1$ ($i = 1, 2, \dots, n$), 由上节的分析可知, α 取值在0.4-0.6之间,系统性能较好.

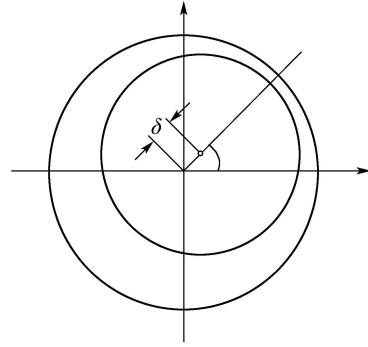


图3 转子偏心范围示意图

Fig. 3 Basis range of rotor

2) $\beta_{01}, \beta_{02}, \beta_{03}$ 为扩张状态观测器的增益, 分别定义为转子径向位移反馈增益, 径向速度反馈增益和扰动反馈增益, 这3个系数需要在调试过程进行反复校正, 第3节通过稳定性证明从理论上的得到了这3个系数的约束范围.

此外, $\beta_{01}, \beta_{02}, \beta_{03}$ 的取值还遵循以下几点规律: i) 当系统受到的扰动幅值增大时, $\beta_{01}, \beta_{02}, \beta_{03}$ 的值也应该相应增加^[15]; ii) 较大的增益 β_i 有利于加快系统的暂态响应, 且有利于轨迹跟踪, 而较小的 δ 对噪声抑制有利^[16-17]. 因此, 配置 δ 和 β_i 的取值必须权衡噪声抑制和跟踪效果之间的关系.

3) 补偿系数 b . b 是ESO众多参数中唯一与系统直接相关的参数, 根据系统数学模型, 取值为电流刚度系数与转子质量的比值 k_i/m .

4) 采样时间 h . 第4.1节提到, ESO采样时间 h 直接影响状态估计的精度, 并且采样时间越短, 精度越高. 但在实际中, 采样时间的大小必须结合电机的实际运行条件, 因为系统是对转子所受悬浮力进行控制, 而转子运动时由于机械惯量的缘故, 其运动的时间常数远低于控制周期. 因此, 当采样时间过小, 电机运行无法跟上控制器; 采样时间过大, 控制精度较差.

基于以上考虑, 假定转子每旋转一周受控次数为 k , 当电机最高转速为 $n_{\max}$ 时, 采样周期 h 为

$$h \leq \frac{1}{k} \times \frac{60}{n_{\max}} = \frac{\Delta\theta}{360^\circ} \times \frac{60}{n_{\max}},$$

即电机每旋转 $\Delta\theta$ 角度时, 系统施加一次悬浮力.

5 仿真验证(Simulation)

5.1 仿真模型(Simulation models)

图4为传统PID悬浮系统控制框图, 该系统分为PID控制器、无轴承电机及功率系统两部分, 电流内环和位移外环的双环结构. 位移误差经过PID控制器调节, 并由功率放大器放大后输给无轴承电机提供悬浮力.

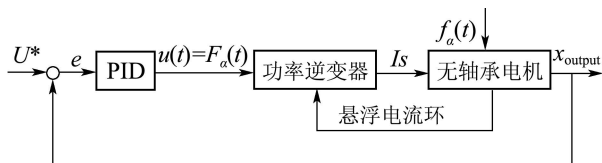


图4 传统PID悬浮系统模型

Fig. 4 Model of the PID levitation system

根据前文的分析, 本文构建出无轴承电机扰动补偿悬浮系统模型如图5所示.

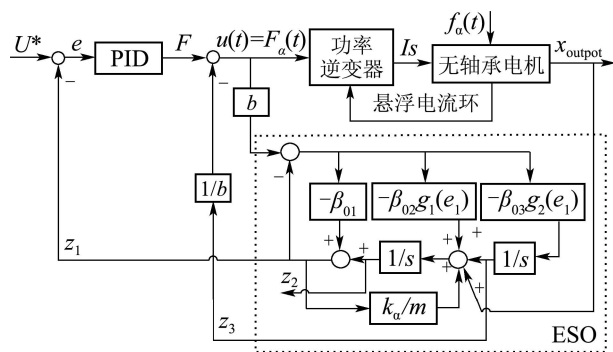


图5 带有扰动补偿的悬浮系统模型

Fig. 5 Model of the levitation system with disturbance rejection

该模型主要分为3部分: PID控制器、无轴承电机及功率系统、扩张状态观测器(ESO).

作为对比, 本文同时对传统PID悬浮控制系统和基于ESO的悬浮控制系统进行了同等条件的仿真, 以对比扰动补偿前后控制系统的控制性能. 为了体现两种控制系统性能的不同, 上述两个仿真模型在PID参数相同的条件下(其中: 比例 $P = 106$, 积分 $I = 3.5 \times 108$, 微分 $D = 100$)进行了一系列的仿真, 并完成相关的对比仿真.

5.2 仿真条件(Simulation condition)

仿真验证中采用MATLAB搭建系统模型, 并使用s-function模块编写ESO算法程序. 无轴承系统模型中的具体参数如下: 转子质量 $m = 0.7 \text{ kg}$, 位移刚度系数 $k_x = 402000 \text{ N/m}$, 电流刚度系数 $k_i = 110 \text{ N/A}$. 限位轴承内圆与转轴间隙为 $400 \mu\text{m}$, 即实际位移的波动范围限幅于 $100 \mu\text{m}$ 之间.

根据第4节中的分析, 仿真中ESO参数选取如下:

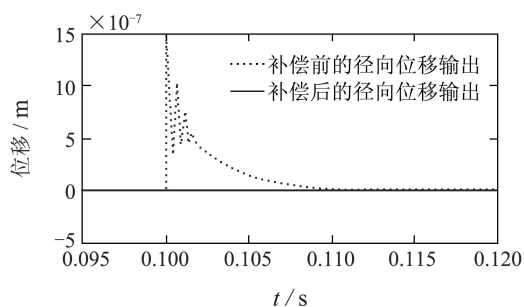
1) 非线性函数指数 $\alpha = 0.5$, 在0.4-0.6的平稳过渡

区内; 2) 根据电机径向气隙长度选取线性区段长度 $\delta = 0.1 \mu\text{m}$, 显然 δ 远小于电机径向位移范围 $100 \mu\text{m}$, 控制精度更高, 当转轴位移波动小于 $0.1 \mu\text{m}$ 时, 系统进入线性调节区; 3) 根据系统运行周期选取采样周期为 $h = 1 \mu\text{s}$, 电机转速设定为 30000 r/min , 即当转子每旋转($\Delta\theta = 1.8^\circ$), 系统对悬浮位移采集并控制一次; 4) 根据第3小节所得出的稳定性不等式(11)规范 $\beta_1, \beta_2, \beta_3$ 的取值范围, 在理论上能够保证无轴承悬浮系统的稳定.

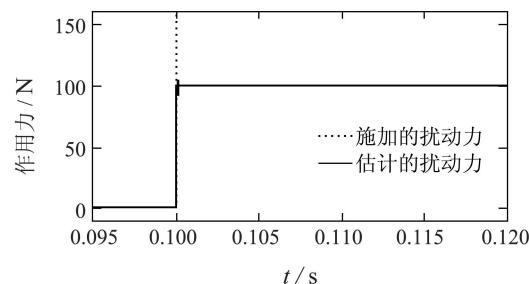
考虑到电机实际运行状态, 本文的仿真实验主要从以下几点验证悬浮系统运行特性: 一是悬浮系统转子受到恒定扰动(如转子平放时, 受重力影响)、阶跃扰动(悬浮负载突变)、脉冲扰动(外力冲击)、固定频率的正弦扰动(转子质心与几何中心不重合)作用时的动态性能; 二是悬浮系统在白噪声干扰(外界未知扰动)下的运行情况; 三是不同幅值正弦扰动力作用力下的径向位移跟踪误差的比较.

5.3 仿真结果(Simulation result)

图6为转子在0.01 s受到100 N突加扰动力作用下的波形和ESO对该扰动力的跟踪波形以及扰动估计波形由上图可知, 施加100 N突加扰动力未施加扰动补偿时, 转子产生最大值约为 $1.5 \mu\text{m}$ 的径向位移波动, 经过0.013 s恢复至平衡位置; 而施加扰动补偿的系统, 径向位移很小, 最大值仅为 $0.06 \mu\text{m}$, 位移误差缩小为补偿前的25倍, 且调节时间很短, 仅为0.006 s, 缩短为补偿前的1/2. 可见, 由于ESO的扰动补偿作用, 系统的抗干扰性和快速性均有显著的提高.



(a) 补偿前后的径向位移比较



(b) 施加和估计的扰动力

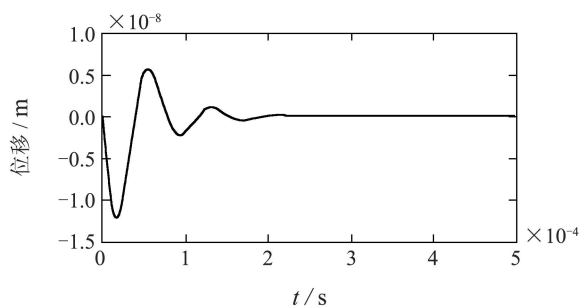
图6 突加扰动力作用时的系列波形

Fig. 6 Series of figures under sudden disturbance

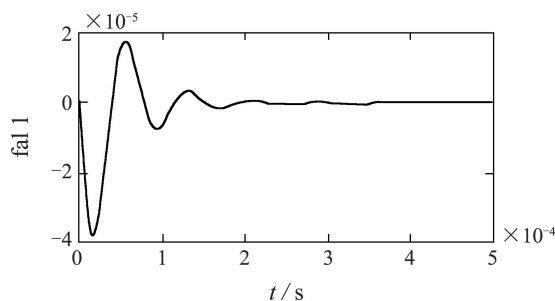
在0.1 s后, 系统相当于受100 N的恒定扰动力作

用, 补偿前后两系统径向位移均无较大偏差. 这是由于PID对于恒定扰动有一定的补偿作用, 但对于随动的扰动PID几乎难以补偿, 在后面的仿真结果中将进行验证.

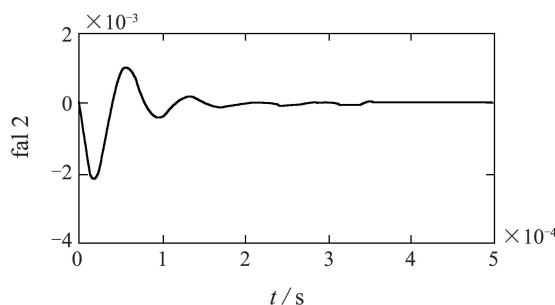
图7为初始状态下, 误差变化曲线以及非线性输出曲线. 从图7可以得出, ESO位移估计误差 $0.01 \mu\text{m}$ 以内, 非线性函数始终工作在线性区, fal函数增益较大, 保证系统快速达到稳定状态, 这与第4.1分析的非线性函数fal的“大误差, 小增益, 小误差, 大增益”的智能特性是一致的.



(a) 位移估计误差



(b) 非线性函数fal 1输出

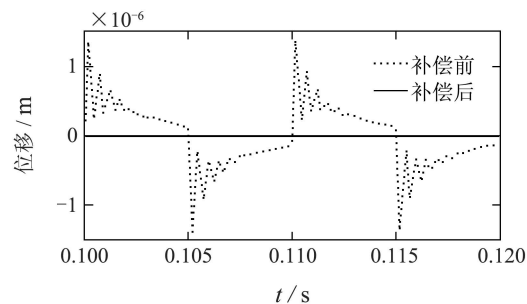


(c) 非线性函数fal 2输出

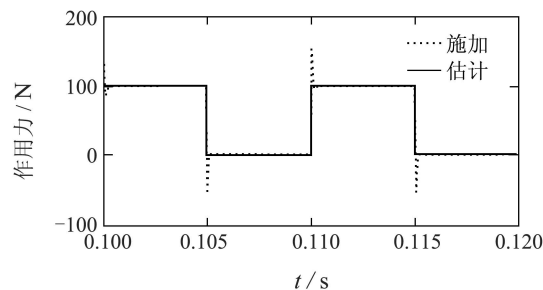
图7 非线性函数调节特性波形

Fig. 7 Adjusting character of nonlinear function

图8为转子在频率为100 Hz、幅值为100 N的脉冲扰动作用下的位移波形和ESO对该扰动跟踪波形. 从图中可知, 未加补偿的PID系统位移产生较大波动, 最大偏心位移为 $1.4 \mu\text{m}$, 并且在整个扰动周期0.01 s内均有波动, 恢复时间较大; 而增加ESO扰动补偿的悬浮系统, 最大偏心位移仅为 $0.06 \mu\text{m}$, 较补偿前缩小22倍, 恢复时间0.002 s, 比补偿前快5倍以上; 除脉冲周期的初始时刻外, ESO能够准确地估计施加的扰动力.



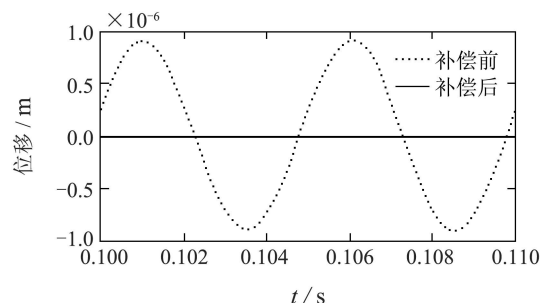
(a) 补偿前后的径向位移比较



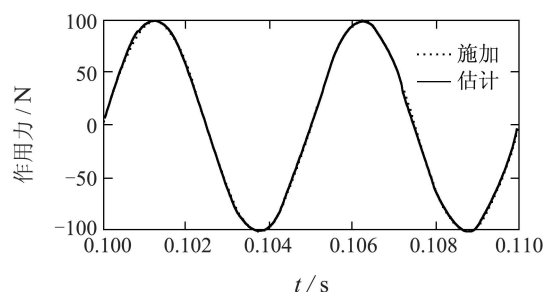
(b) 施加和估计的扰动力

图8 脉冲扰动力作用时的系列波形

Fig. 8 Series of figures under impulse disturbance



(a) 补偿前后的径向位移比较



(b) 施加和估计的扰动力

图9 正弦扰动力作用下的系列波形

Fig. 9 Series of figures under sine disturbance

图9为转子在频率为200 Hz、幅值为100 N的脉冲扰动作用下的位移波形和ESO对该扰动跟踪波形, 未加补偿的PID系统最大偏心位移为 $0.9 \mu\text{m}$, 而增加ESO扰动补偿的悬浮系统, 最大偏心位移仅为 $0.01 \mu\text{m}$, 二者相差两个数量级; 并且ESO能够准确地估计施加的正弦扰动力.

从图8-9的分析可见: 扰动补偿悬浮系统较传统的PID悬浮控制系统在稳定性和快速性上均有大幅

度的提高,使转子在随动扰动力的作用下能够快速稳定到平衡位置,同时,ESO能够准确地估计出扰动力,并将扰动力补偿,从而消除扰动对转子稳定悬浮的影响。从补偿前后的波形对比可见,位移跟踪误差明显变小,悬浮系统性能得到很大的提高,使系统更能适应突变的工作环境,提高了系统的鲁棒性。

对转子施加如图10所示的幅值为500、频率约为106 Hz的白噪声干扰信号,从图11可以看出,经过ESO的补偿,白噪声干扰被限定在较小的幅值内,转子径向位移在 $0.1 \mu\text{m}$ 范围内,比未加扰动补偿的位移偏心小一个数量级,悬浮系统的稳定性较好。

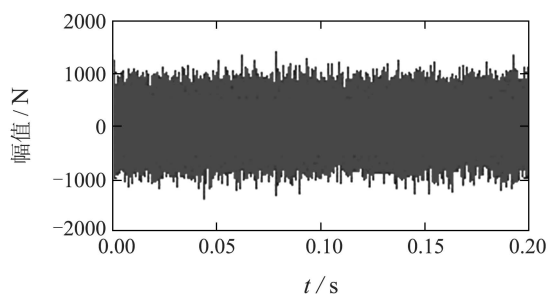
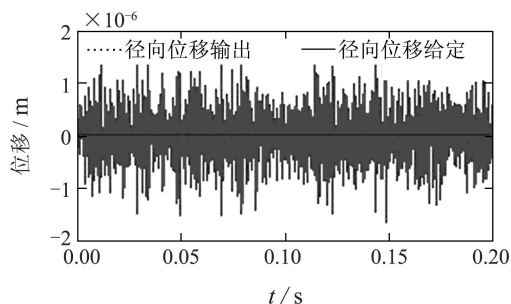
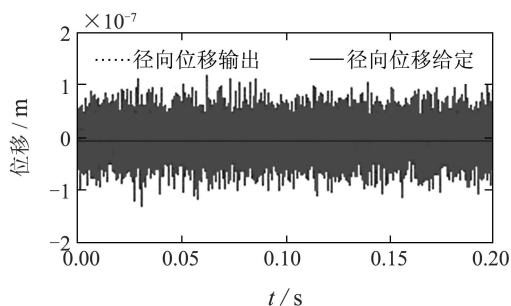


图10 对转子施加的白噪声信号

Fig. 10 White noise inflicting to rotor



(a) 补偿前位移跟踪波形



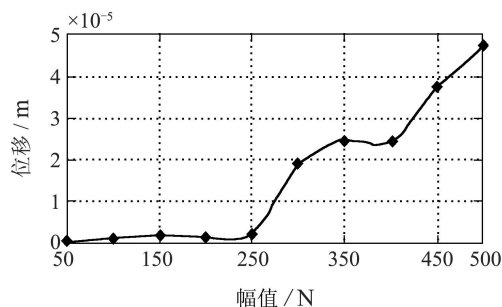
(b) 补偿后位移跟踪波形

图11 白噪声作用下的补偿前后径向位移

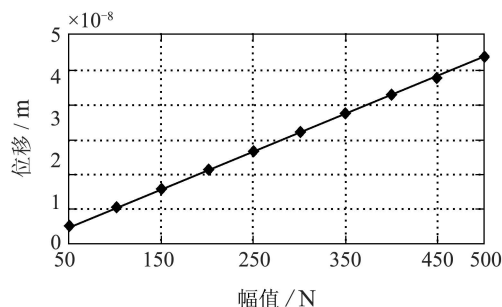
Fig. 11 Series of figures under white noise

给定频率为200 Hz的正弦扰动力,幅值从50~500 N变化,得到的扰动补偿前后径向位移跟踪误差曲线如图12所示。由图12可知,未加扰动补偿的系统随着扰动力的增大,位移跟踪误差显著变大,并呈现发散趋势,系统稳定性明显变差;而经过补偿的系统误差近似成线性增加趋势,且误差大小变化较小

而平稳,系统始终能够保持稳定运行。可见,ESO对系统的扰动补偿提高了无轴承电机悬浮系统的稳定性,使悬浮系统更能适应恶劣的运行环境。



(a) 未加扰动补偿的误差曲线



(b) 未加扰动补偿的误差曲线

图12 不同幅值正弦扰动的位移误差变化曲线

Fig. 12 Curves of displacement error under sine disturbance of different amplitude

6 结论(Conclusion)

本文针对无轴承电机悬浮系统的扰动问题,提出了基于ESO的扰动补偿系统,建立了系统的数学模型,并通过稳定性分析、ESO非线性函数探讨以及参数物理意义的研究对ESO参数的选取进行了深入地探讨,从稳定性和控制性能的角度,对参数调整进行了规范。通过一系列仿真,验证了新型扰动补偿悬浮系统的可用性,证明了该系统具有动态响应快、抗干扰能力强、鲁棒性好等优点。

参考文献(References):

- [1] FUKAO T, CHIBA A, ICHIKAWA O, et al. A novel magnetic suspension force compensation in a bearingless induction motor with a squirrel cage rotor[C] // *Conference Record of the 2005 IEEE Industry Applications Conference Fortieth IAS Annual Meeting*. Piscataway: IEEE, 2005, 3: 1561 – 1566.
- [2] AMRHEIN W, SILBER S, NENNINGER K, et al. Developments on bearingless drive technology[J]. *JSME International Journal, Series C: Mechanical Systems, Machine Elements and Manufacturing*, 2003, 46(2): 343 – 248.
- [3] HAN J Q. From PID to active disturbance rejection control[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2009, 56(3): 900 – 906.
- [4] 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.
(HUANG Yi, ZHANG Wenge. Development of active disturbance rejection controller[J]. *Control Theory & Applications*, 2002, 19(4): 485 – 492.)

- [5] OOSHIMA M, KUROKAWA T, SAKAGAMI M, et al. An identification method of suspension force and magnetic unbalance pull force parameters in buried-type ipm bearingless motors[C] //2004 IEEE Power Engineering Society General Meeting. Denver: [s.n.], 2004: 1276 – 1279.
- [6] 黄雷, 赵光宙, 年珩, 等. 永磁型无轴承电机悬浮系统的 H_∞ 鲁棒控制[J]. 控制理论与应用, 2008, 25(04): 711 – 716.
(HUANG Lei, ZHAO Guangzhou, NIAN Yan, et al. Hinfiniteness robust control of the suspension system for a bearingless motor of permanent magnet type[J]. *Control Theory & Applications*, 2008, 25(4): 711 – 716.)
- [7] 陈佳驹, 成秋良, 潘伟, 等. 无轴承电机轴向混合磁轴承自抗扰控制[J]. 电机与控制学报, 2007, 27(15): 33 – 37.
(CHEN Jiaju, CHENG Qiuliang, PAN Wei, et al. Active disturbance rejection control for axial hybrid magnetic bearings of bearingless motors[J]. *Electric Machines and Control*, 2007, 27(15): 33 – 37.)
- [8] 丁强, 王晓琳, 解超. 无轴承交替极永磁电机悬浮系统自抗扰控制[J]. 控制工程, 2011, 17(S1): 159 – 163.
(DING Qiang, WANG Xiaolin, XIE Chao. Active disturbance rejection control for levitation system of consequent-pole bearingless permanent magnet motor[J]. *Control Engineering of China*, 2010, 17(S1): 159 – 163.)
- [9] 武利强, 韩京清. 直线型倒立摆的自抗扰控制设计方案[J]. 控制理论与应用, 2004, 21(5): 665 – 669.
(WU Liqiang, HAN Jingqing. Active disturbance rejection controller scheme for the linear inverted pendulum[J]. *Control Theory & Applications*, 2004, 21(5): 665 – 669.)
- [10] 廖启新. 无轴承薄片电机基础研究[D]. 南京, 南京航空航天大学, 2008.
(LIAO Qixin. *Basic research on bearingless slice motor*[D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2008.)
- [11] 张荣, 韩京清. 用模型补偿自抗扰控制器进行参数辨识[J]. 控制理论与应用, 2000, 17(1): 79 – 81.
(ZHANG Rong, HAN Jingqing. Parameter identification by model compensation auto disturbance rejection controller[J]. *Control Theory & Applications*, 2000, 17(1): 79 – 81.)
- [12] 邵立伟, 廖晓钟, 夏元清, 等. 三阶离散扩张状态观测器的稳定性分析及其综合[J]. 信息与控制, 2008, 34(2): 135 – 139.
(SHAO Liwei, LIAO Xiaozhong, XIA Yuanqing, et al. Stability analysis and synthesis of third order discrete extended state observer[J]. *Information and Control*, 2008, 24(2): 135 – 139.)
- [13] 胡寿松. 自动控制原理[M]. 北京: 科学出版社, 2000: 321 – 325.
(HU Shousong. *Automatic Control Theory*[M]. Beijing: Science Press, 2000: 321 – 325.)
- [14] 韩京清. 自抗扰控制技术[M]. 北京: 国防工业出版社, 2008: 207 – 210.
(HAN Jingqing. *Active Disturbance Rejection Control Technique*[M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2008: 207 – 210.)
- [15] GAO Z Q, HU S H, JIANG F J. A novel motion control design approach based on active disturbance rejection[C] //Proceedings of the 40th IEEE Conference on Decision and Control. Orlando, Florida: IEEE, 2001, 5: 4877 – 4882.
- [16] SU Y X, DUAN B Y, ZHENG C H, et al. Disturbance rejection high precision motion control of a Stewart platform[J]. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2004, 12(3): 364 – 374.
- [17] SU Y X, ZHENG C H, DUAN B Y. Automatic disturbances rejection controller for precise motion control of permanent-magnet synchronous motors[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2005, 52(3): 814 – 823.

作者简介:

王晓琳 (1976—), 男, 副教授, 研究方向为无轴承电机、交流电机控制, E-mail: Wangxl@nuaa.edu.cn;

贺鹏 (1986—), 男, 硕士研究生, 研究方向为大功率高效率直流变换器、电机现代控制策略, E-mail: hepeng200205@163.com.