

文章编号 1004-924X(2013)11-2884-09

磁悬浮电机的高效高精度在线动平衡

王英广*, 房建成, 郑世强, 张寅

(1. 北京航空航天大学 惯性技术重点实验室, 北京 100191;

2. 北京航空航天大学新型惯性仪表与导航系统技术国防重点学科实验室, 北京 100191)

摘要:提出了一种基于零位移控制的磁悬浮转子在线动平衡方法,用于降低磁悬浮电机的振动并提高悬浮精度。通过在极坐标系中分析磁悬浮转子的静/动不平衡模型,推导出校正质量与磁悬浮系统参数的关系。对各种控制模式下表征校正质量的特点进行分析得出:在零位移模式下,电磁力与不平衡离心力相互抵消,且电磁力是控制电流的线性函数,因此可使用控制电流直接解算校正质量。使用广义选频器控制转子绕其几何轴旋转,获得零位移状态,提取了绕组同频控制电流解算校正质量。最后,针对电流刚度获知误差,在线校正转换系数阵,进行二次高精度平衡。实验结果表明,使用本方法一次启车即可确定校正质量,两次启车校正转换系数阵再次平衡后,转子振动降低 98.6%,控制电流降低 98.7%,实现了高效高精度动平衡,达到了磁悬浮转子零位移零电流运行状态。

关键词:磁悬浮转子;在线动平衡;零位移控制;同频控制电流

中图分类号:TM35 **文献标识码:**A **doi:**10.3788/OPE.20132111.2884

Field balancing of magnetically levitated motor in high-efficiency and high-accuracy

WANG Ying-guang*, FANG Jian-cheng, ZHENG Shi-qiang, ZHANG Yin

(1. *Science and Technology on Inertial Laboratory, Beihang University, Beijing 100191, China;*

2. *Fundamental Science on Novel Inertial Instrument & Navigation System
Technology Laboratory, Beigang University, Beijing 100191, China)*

* *Corresponding author, E-mail: wangyingguang2005@126.com*

Abstract: A new balancing method based on zero-displacement control for a Magnetically Levitated Rotor (MLR) was proposed to reduce the vibration and to improve the levitation performance of the magnetically Levitated motor (MLM). First, the static/dynamic unbalance models of MLR were discussed in polar coordinates, and the relationship between MLR parameters and correction-masses was derived. After analyzing the characteristics of the above relationships in different control modes, a conclusion was obtained as follows: the correction-masses can be solved from the control current directly in zero-displacement mode, as the electromagnetic force is a linear function of the control current and can be offset by unbalanced centrifugal force. Then, a general frequency selector was utilized

收稿日期:2013-06-17; **修订日期:**2013-07-18.

基金项目:国家自然科学基金资助项目 (No. 61203203); 国家重大科学仪器设备开发专项资助项目 (No. 2012YQ040235); 航空基金资助项目 (No. 2012ZB51019)

to control the rotor to spin around its geometric axis to achieve the zero-displacement mode and the synchronous control currents were extracted to compute the correction-masses. Finally, based on the current stiffness learning errors, the second balancing was completed in high-accuracy by correcting conversion coefficient matrix on line. The experimental results show that the correction-masses can be obtained through a single start-up, and the rotor vibration and control current have reduced by 98.6% and by 98.7% respectively after the second balancing using the corrected conversion-coefficient-matrix. The status of zero-displacement and zero-current are achieved after the field balancing with high-efficiency and high-accuracy.

Key words: magnetically levitated rotor; field balancing; zero-displacement control; synchronous control current

1 引 言

磁悬浮电机因采用磁轴承(Active Magnetic Bearing, AMB)支撑技术,具有无磨损、寿命长、无需润滑、可主动控制等优点,广泛应用于分子泵、力矩陀螺、姿控飞轮等精密仪器设备^[1-3]。

因动平衡机精度所限,转子进行离线平衡后,仍然存在残余不平衡;磁悬浮转子在平衡机和电机上的工作状态不同,还会导致附加不平衡^[4]。磁悬浮转子的不平衡不仅产生振动、噪声,影响使用寿命^[5],还会产生多余的控制电流,增加损耗;当不平衡量较大时,转子甚至会碰到保护轴承^[6]。目前,研究学者主要从主动振动控制和在线动平衡 2 种途径来降低以上残余不平衡对磁悬浮设备的影响^[7]。

主动振动控制可以实现转子绕惯性主轴旋转,消除传递给基座的激振力,降低转子在刚性临界转速附近的跳动量。对此,国内外学者进行了大量研究^[7-11],取得了很好的工程应用效果。但是,主动振动控制也存在一些不足:(1)不能同时实现零电流和零位移状态;(2)高速大不平衡情况下因转子跳动增加了涡流损耗;(3)需要伴随设备运转,对算法稳定性及鲁棒性要求苛刻。

在线动平衡通过在转子上加减重,实现惯性主轴与几何轴一致,从根本上去掉不平衡^[12],克服了主动振动的不足。双平面影响因素法是进行在线动平衡的主流方法^[12-15]。磁悬浮系统自身集成振动监测系统,并具备主动控制能力,为实施在线动平衡控制提供了很好的条件。但目前针对磁悬浮转子动平衡的研究较少。Li 等^[16]使用传统影响因数法实现磁悬浮转子在线动平衡。

Zhang 等^[4]在磁悬浮控制回路中串入广义陷波器,使转子穿越刚性临界转速,在较高转速下利用影响因数进行动平衡。为求影响因数,这些方法平衡一次需要至少三次启车过程,效率低。韩辅君等^[17]通过计算磁轴承转子系统的不平衡响应,进行无试重在线动平衡,提高了平衡效率,但其平衡精度受限于所获知整个磁轴承转子系统模型的精度。以上方法均无法同时达到高精度、高效率 2 个目标。

为此,本文提出一种基于零位移控制的无试重在线动平衡方法。利用零位移控制方法使转子绕几何轴旋转在磁轴承磁中心位置。此时,同频电磁力与转子的不平衡离心力相互抵消;电磁力是控制电流的线性函数。这样,仅需获知磁轴承电流刚度值,就可解算出校正质量,使无试重动平衡大大简化。为进一步提高平衡精度,对电流刚度获知误差和机械加工误差进行在线修正。本方法启车一次可降低大部分不平衡量,启车两次即可实现高精度动平衡。

2 磁悬浮转子系统模型

本文研究内容为刚性动平衡,在低速固定转速下进行。平衡转速(83.3 Hz)远远低于转子的一阶挠性临界频率(650 Hz)。此时,可忽略挠性不平衡对转子的影响,把转子近似为纯刚性的。本文所建模型也是基于刚性转子的。

2.1 磁悬浮支撑模型

本研究所用磁轴承为永磁偏置形式,其产生的电磁力可表示如下^[1]:

$$f_{amb} = \frac{N^2 A \mu_0}{4} \left[\frac{(I_0 + i)^2}{(S_0 - x)^2} - \frac{(I_0 - i)^2}{(S_0 + x)^2} \right], \quad (1)$$

其中： I_0 为等效偏置电流， i 为控制电流， S_0 为单边磁间隙， x 为转子偏离磁中心距离， N 为线圈匝数， A 为磁极截面积， μ_0 为真空磁导率。

当转子悬浮在磁中心附近时，式(1)可近似线性化为：

$$f_{amb} \approx k_i i + k_s x, \tag{2}$$

其中： k_i 、 k_s 分别称为电流刚度、位移负刚度。

当转子悬浮在磁中心时，式(2)变为 $f_{amb} = k_i i$ 。在此特别强调，此时不是近似等于而是完全等于。

采用模态控制方法对转子的平动模态 $\mathbf{R}$ 和转动模态 γ 分别进行控制($\mathbf{R}$ 、 γ 为几何中心相对旋转中心的运动矢量)，控制器分别为 $C_R(s)$ 和 $C_\gamma(s)$ (如图 1、图 2 所示)。转子所受电磁力 $\mathbf{f}$ 和电磁力矩 $\mathbf{P}$ 为：

$$\begin{cases} \mathbf{f} = \mathbf{f}_{ma} + \mathbf{f}_{mb} \approx \\ \quad k_i(\mathbf{i}_{ma} + \mathbf{i}_{mb}) + k_s(\mathbf{s}_{ma} + \mathbf{s}_{mb}) \\ \mathbf{P} = \mathbf{f}_{ma}l_{ma} - \mathbf{f}_{mb}l_{mb} \approx \\ \quad (k_i\mathbf{i}_{ma} + k_s\mathbf{s}_{ma})l_{ma} - (k_i\mathbf{i}_{mb} + k_s\mathbf{s}_{mb})l_{mb} \end{cases}, \tag{3}$$

其中： $\mathbf{f}_{ma}/\mathbf{f}_{mb}$ 、 $\mathbf{i}_{ma}/\mathbf{i}_{mb}$ 为两端磁轴承的电磁力和电流矢量， $\mathbf{s}_{ma}/\mathbf{s}_{mb}$ 为转子在两端磁轴承处的位移矢量， l_{ma}/l_{mb} 为转子质心到两端磁轴承的距离。

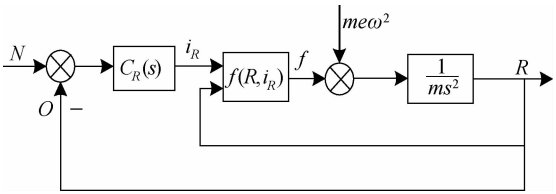


图 1 磁悬浮转子平动模态控制示意图

Fig. 1 Schematic of controlling AMB rotor's parallel mode

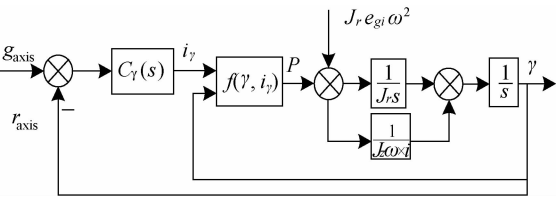


图 2 磁悬浮转子转动模态控制示意图

Fig. 2 Schematic of controlling AMB rotor's conical mode

根据图 1、图 2， $\mathbf{f}/\mathbf{R}$ 亦可表示成 $\mathbf{R}/\gamma$ 的函数：

$$\begin{cases} \mathbf{f} = f(\mathbf{R}, \mathbf{I}_R) = f(\mathbf{R}, \mathbf{R} \cdot \mathbf{C}_R(s)) \approx A_R(s)\mathbf{R} \\ \mathbf{P} = f(\mathbf{P}, \mathbf{I}_\gamma) = f(\mathbf{P}, \mathbf{I}_\gamma \cdot \mathbf{C}_\gamma(s)) \approx A_\gamma(s)\boldsymbol{\gamma} \end{cases}, \tag{4}$$

其中： $\mathbf{I}_R$ 、 $\mathbf{I}_\gamma$ 为磁轴承对转子平动运动和转动运动的控制电流， $A_R(s)$ 、 $A_\gamma(s)$ 为磁悬浮系统的平动和转动综合支撑刚度。

下面对磁悬浮支撑不平衡转子的平动和转动运动特性分别进行分析。

2.2 转子静不平衡模型

图 3(a) 为转子静不平衡示意图，静不平衡为：

$$\mathbf{e} = e \times \exp(j\omega t + \varphi), \tag{5}$$

其中： ω 为转子转速， e 、 φ 为静不平衡在转子固连坐标系 Ouv 中的大小及方位。

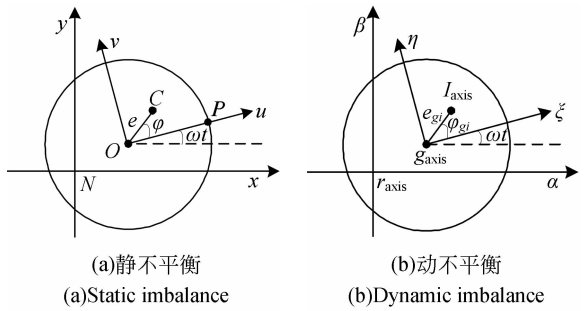


图 3 磁悬浮转子不平衡示意图

Fig. 3 Schematic of AMB rotor with imbalance

设 $\mathbf{C}$ 为转子质心(在 Nxy 中的坐标为 (x, y))； $\mathbf{O}$ 为转子几何中心(在 Nxy 中的坐标为 (X, Y))， $\mathbf{O}$ 到旋转中心 $\mathbf{N}$ 的矢量为 $\mathbf{R}$ 。质心 $\mathbf{C}$ 的运动方程为：

$$m\ddot{\mathbf{C}} = \mathbf{f}, \tag{6}$$

其中： m 为转子质量。

质心 $\mathbf{C}$ 在 Nxy 中可表示成以下形式：

$$\mathbf{C} = \mathbf{R} + \mathbf{e}. \tag{7}$$

把式(7)带入式(6)，可得不平衡转子的平动运动方程为：

$$m\ddot{\mathbf{R}} - me\omega^2 - \mathbf{f} = 0. \tag{8}$$

2.3 转子动不平衡模型

如图 3(b)所示，转子的动不平衡为：

$$\mathbf{e}_{gi} = e_{gi} \times \exp(j\omega t + \varphi_{gi}), \tag{9}$$

其中： e_{gi} 、 φ_{gi} 为动不平衡在固连角坐标系 $r_{axis}\eta\xi$ 中的大小及方位。

设 $\mathbf{I}_{axis}$ 为惯性主轴(在静止角坐标系 $r_{axis}\alpha\beta$ 中的角坐标为 (α_i, β_i))， $\mathbf{g}_{axis}$ 为几何轴(在 $r_{axis}\alpha\beta$ 中

的角坐标为 $(\alpha_{gi}, \beta_{gi})$), g_{axis} 与旋转轴 r_{axis} 之间的夹角为 γ 。根据欧拉动力学建立 I_{axis} 的角运动方程为:

$$J_r \ddot{\mathbf{I}}_{axis} - J_z \omega \dot{\mathbf{I}}_{axis} \times \mathbf{j} + \mathbf{P} = 0, \tag{10}$$

其中: J_r 、 J_z 分别为转子的轴向、径向转动惯量。
惯性主轴 I_{axis} 在 $r_{axis}\alpha\beta$ 中可表示成以下形式:

$$\mathbf{I}_{axis} = \boldsymbol{\gamma} + \mathbf{e}_{gi}. \tag{11}$$

把式(11)带入式(10),可得不平衡转子的转动运动方程为:

$$J_r \ddot{\boldsymbol{\gamma}} - J_z \omega \dot{\boldsymbol{\gamma}} \times \mathbf{j} - (J_r - J_z) \mathbf{e}_{gi} \omega^2 + \mathbf{P} = 0. \tag{12}$$

3 磁悬浮转子动平衡分析

3.1 磁悬浮转子校正质量解算

联合式(8)和式(12)解得磁悬浮转子的静不平衡和动不平衡分别为:

$$\begin{cases} \mathbf{e} = \frac{m\ddot{\mathbf{R}} - \mathbf{f}}{m\omega^2} \\ \mathbf{e}_{gi} = \frac{J_r \ddot{\boldsymbol{\gamma}} - J_z \dot{\boldsymbol{\gamma}} \times \mathbf{j} - \mathbf{P}}{(J_r - J_z)\omega^2} \end{cases} \tag{13}$$

3.2 各控制模式下解算校正质量比较

在某固定转速,只考虑同频响应时, $\ddot{\mathbf{R}} = -\mathbf{R}\omega^2$, $\ddot{\boldsymbol{\gamma}} = -\boldsymbol{\gamma}\omega^2$,联合(4)、(13)式得:

$$\begin{cases} \mathbf{e} = -\left[\frac{A_R(j\omega)}{m\omega^2} + 1\right] \times \mathbf{R} \\ \mathbf{e}_{gi} = -\left[\frac{A_\gamma(j\omega)}{(J_r - J_z)\omega^2} + 1\right] \times \boldsymbol{\gamma} \end{cases} \tag{17}$$

按照式(17),利用同频综合支撑刚度 $A_R(j\omega)$ 和 $A_\gamma(j\omega)$ 的模对转子的控制模式进行分类。

(1)当模值介于零和无穷大之间时,旋转轴、惯性轴、几何轴均不重合,称之为普通控制模式(普通控制器下均是这种模式)。

(2)当模值为零时, $\mathbf{e} = -\mathbf{R}$, $\mathbf{e}_{gi} = -\boldsymbol{\gamma}$ 。旋转轴与惯性轴重合,称之为力自由模式。

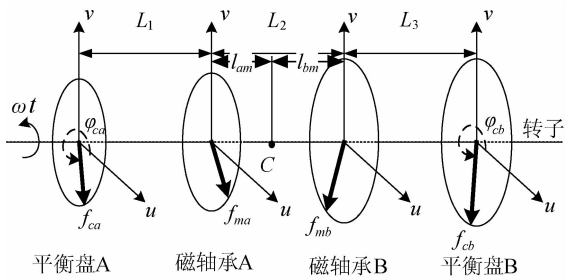


图 4 磁悬浮转子双平面动平衡示意图
Fig. 4 Balancing AMB rotor using double-plane method

如图 4 所示,为磁悬浮转子不平衡的双平面校正示意图。A、B 两端校正质量分别为 m_{ca} 、 m_{cb} ,所在方位角为 φ_{ca} 、 φ_{cb} ,矢量表示形式为 $\mathbf{m}_{ca}$ 、 $\mathbf{m}_{cb}$,轴心距为: r_a 、 r_b ,其产生的离心力为:

$$\begin{cases} \mathbf{f}_{ca} = \mathbf{m}_{ca} r_a \omega^2 \\ \mathbf{f}_{cb} = \mathbf{m}_{cb} r_b \omega^2 \end{cases} \tag{14}$$

假设校正质量 $\mathbf{m}_{ca}$ 、 $\mathbf{m}_{cb}$ 使转子完全平衡,即配重后不平衡扰动力/力矩为 0,则有如下等式:

$$\begin{cases} \mathbf{f}_{ca} + \mathbf{f}_{cb} + m\mathbf{e}\omega^2 = 0 \\ \mathbf{f}_{ca}(L_1 + l_{am}) - \mathbf{f}_{cb}(L_E + l_{bm}) + J_r \mathbf{e}_{gi} \omega^2 = 0 \end{cases} \tag{15}$$

联合(13)、(14)、(15)式,解算校正质量为:

$$\begin{cases} \mathbf{m}_{ca} = -\frac{1}{r_a \omega^2 L} \left[(m\ddot{\mathbf{R}} - \mathbf{f}) \times (L_3 + l_{bm}) + \frac{J_r (J_r \ddot{\boldsymbol{\gamma}} - i J_z \omega \dot{\boldsymbol{\gamma}} - \mathbf{P})}{J_r - J_z} \right] \\ \mathbf{m}_{cb} = -\frac{1}{r_b \omega^2 L} \left[(m\ddot{\mathbf{R}} - \mathbf{f}) \times (L_1 + l_{am}) - \frac{J_r (J_r \ddot{\boldsymbol{\gamma}} - i J_z \omega \dot{\boldsymbol{\gamma}} - \mathbf{P})}{J_r - J_z} \right] \end{cases} \tag{16}$$

(3)当模值无穷大时, $\mathbf{R}$ 、 $\boldsymbol{\gamma}$ 均为零,旋转轴与几何轴重合,称之为零位移模式。

下面分别对这 3 种控制模式下的无试重解算校正质量进行分析。

3.2.1 普通控制模式

旋转轴既不是几何轴也不是惯性主轴,而且还随转速变化。使用式(16)求解时,会带来以下问题:

(1)需要进行转动/平动分解及合成。但对电机非对称转子而言,模态解耦控制只是一种近似,很难分解精确。

(2)需要求解加速度、角加速度、角速度。

(3)需要求解电磁力、电磁力矩。解算时除存在电流刚度误差外,还存在位移刚度、角电流刚度、角位移刚度和电磁力非线性产生的误差。

上述 3 个问题造成求解过程复杂,还都存在求

解误差,影响了动平衡解算精度。而文献[19]虽然不需直接解算电磁力和电磁力矩,但需要获知控制系统的特性,并不比直接用式(16)简单。

3.2.2 力自由模式

旋转轴与惯性主轴一致,这恰是主动振动控制的目标。在力自由模式下,公式(16)变成:

$$\begin{cases} m_{ca} = -\frac{1}{r_a \omega^2 L} \left[m \ddot{\mathbf{R}} \times (L_3 + l_{bm}) + \frac{J_r (J_r \ddot{\gamma} - i J_z \omega \dot{\gamma})}{J_r - J_z} \right] \\ m_{cb} = -\frac{1}{r_b \omega^2 L} \left[m \ddot{\mathbf{R}} \times (L_1 + l_{am}) - \frac{J_r (J_r \ddot{\gamma} - i J_z \omega \dot{\gamma})}{J_r - J_z} \right] \end{cases} \quad (18)$$

虽然力自由模式下进行不平衡解算可以省掉电磁力、电磁力矩项,但也存在以下问题:

(1)会遇到普通控制模式所述前 2 个问题。

(2)实现完全力自由模式非常困难。磁悬浮控制系统中没有力传感器,需要根据位移及电流值估计电磁力是否为 0。估计误差造成磁悬浮转子不能完全实现力自由模式(尤其在转子远离磁中心,具有强非线性情况下),影响校正质量解算精度。

3.2.3 零位移模式

旋转轴与几何轴一致。磁悬浮系统拥有位移传感器,可以直接检测零位移状态,只需无限提升位置环同频控制增益即可实现零位移模式,这相对于力自由模式要简单的多。使用式(16)解算不平衡时,可省掉 $\mathbf{R}$ 和 γ 项,且因本文所涉及转子的轴向转动惯量 J_z 远小于径向转动惯量 J_r ,式(16)可简化为:

$$\begin{cases} m_{ca} = \frac{1}{r_a \omega^2 L} [f \times (L_3 + l_{bm}) + P] \\ m_{cb} = \frac{1}{r_b \omega^2 L} [f \times (L_1 + l_{am}) - P] \end{cases} \quad (19)$$

零位移模式下,电磁力是控制电流的线性函数,(3)式中的位移项可以去掉,代入(19)式得校正质量为:

$$\begin{cases} m_{ca} = \frac{1}{r_a \omega^2 L} [k_i i_{ma} (L_2 + L_3) + k_i i_{mb} L_3] \\ m_{cb} = \frac{1}{r_b \omega^2 L} [k_i i_{ma} L_1 + k_i i_{mb} (L_1 + L_3)] \end{cases} \quad (20)$$

按照式(20),可直接根据两端磁轴承的同频控制电流解算校正质量。不存在普通控制模式下进行动平衡的前两个问题。第三个问题也大大弱化,不需要位移刚度、角电流刚度和角位移刚度,且此

模式下电磁力不存在非线性表征误差。

这样,在零位移模式下,校正质量解算过程大大简化,且解算精度更高。另外,刚性动平衡只需在低转速下进行即可,所需同频电磁力较小,不必担心出现磁饱和现象。

4 零位移控制器设计

理论上讲,在刚性转速范围内的任一转速做好动平衡后,都可保证转子在整个刚性转速是平衡的。因此,本文所述在线动平衡方法也只需在某固定转速下进行,只涉及到固定转速下的零位移控制方法。国内外学者对零位移控制方法有大量研究^[18-20]。在此,借用 Herzog 等^[11]的广义陷波器方法。为实现同频增益无穷大,加入方式改为从检测位移偏差引出到控制器输出端,在此称为广义选频器法。零位移控制框图如图 5 所示(以平动控制为例,转动控制部分相似)。

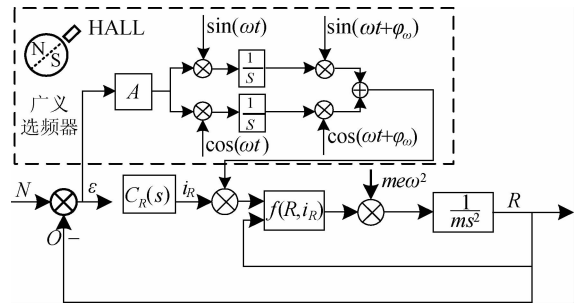


图 5 基于广义滤波器的零位移控制框图

Fig. 5 Schematic of zero-displacement control based on frequency-selector

主回路控制器选用 PID 控制器,并联广义选频器提供一个同频峰值增益。实现广义选频器时,首先把悬浮位置误差信号与利用 HALL 信号产生的同频正余弦信号作相关积分,得出相关系数:

$$\begin{cases} a = \frac{2A}{T} \int_0^{T+t_0} \epsilon \sin(\omega t) dt \\ b = \frac{2A}{T} \int_0^{T+t_0} \epsilon \cos(\omega t) dt \end{cases}, \quad (21)$$

其中: A 为零位移控制前向增益, T 为积分时间, A 值越大,收敛误差越小,但收敛数度越慢。

然后对误差信号中的同频成分进行重构加入控制器输出端:

$$x_{\omega}(t) = a \cdot \sin \omega t + b \cdot \cos \omega t. \quad (22)$$

为保证广义选频器在平衡转速下的稳定裕度,需要在重构过程中加入相位校正环节,式(22)转换为:

$$x_{\omega}(t) = a \cdot \sin(\omega t + \varphi_{\omega}) + b \cdot \cos(\omega t + \varphi_{\omega}). \tag{23}$$

φ_{ω} 可以通过 i_R 到 ϵ 的相频特性获得(限于篇幅,在此不作扩展)。

5 平衡误差校正

考虑到实际情况中 A、B 端磁轴承的电流刚度不完全一致,将式(20)改写为下列形式:

$$\boldsymbol{M} = \boldsymbol{K} \boldsymbol{I}, \tag{24}$$

其中: $\boldsymbol{M} = [m_{ia} \quad m_{ib}]^T$ 为校正质量向量, $\boldsymbol{I} = [i_{ma} \quad i_{mb}]^T$ 为同频控制电流向量, $\boldsymbol{K}$ 为从 $\boldsymbol{I}$ 到 $\boldsymbol{M}$ 的转换系数阵,表示为:

$$\boldsymbol{K} = \begin{bmatrix} \frac{k_{ia}(L_2 + L_3)}{r_a \omega^2 L} & \frac{k_{ib} L_3}{r_a \omega^2 L} \\ \frac{k_{ia} L_1}{r_b \omega^2 L} & \frac{k_{ib}(L_1 + L_2)}{r_b \omega^2 L} \end{bmatrix}. \tag{25}$$

电流刚度 k_{ia} 、 k_{ib} 在转子运转状态下因受涡流等损耗影响,与静态时不同,而真实的静态电流刚度又与设计值有异;加工装配误差导致 L_1 、 L_2 、 L_3 、 L_a 、 L_b 亦与设计值不同,霍尔初始角位置还存在标示误差。这些参数的获知误差在一定程度上降低了动平衡精度,为进一步提高平衡精度,下面给出一种校正转换系数阵 $\boldsymbol{K}$ 的方法。

把根据设计参数计算的转换系数阵称为初始转换系数阵,记为 $\hat{\boldsymbol{K}}$ 。设初次升速到平衡转速进行零位移控制的同频控制电流为 $\boldsymbol{I}_1$,则使用 $\hat{\boldsymbol{K}}$ 解算校正质量为:

$$\boldsymbol{M}_1 = \hat{\boldsymbol{K}} \boldsymbol{I}_1. \tag{26}$$

按式(26)解算结果配重后,进行第二次升速,实施零位移控制后的同频控制电流为 $\boldsymbol{I}_2$,则可列写如下方程组:

$$\begin{cases} \hat{\boldsymbol{K}} \boldsymbol{I}_1 + \boldsymbol{K} \boldsymbol{I}_2 = \boldsymbol{M} \\ \boldsymbol{K} \boldsymbol{I}_1 = \boldsymbol{M} \end{cases}. \tag{27}$$

解得转换系数阵满足的关系式为:

$$\boldsymbol{K}(\boldsymbol{I}_1 - \boldsymbol{I}_2) = \hat{\boldsymbol{K}} \boldsymbol{I}_1. \tag{28}$$

第二次需配重质量为:

$$\boldsymbol{M}_2 = \boldsymbol{K} \boldsymbol{I}_2. \tag{29}$$

这样,除同频电流需检测外,所有其它参数只需设计值,经过一次升速降低大部分不平衡量,两

次升速即可实现高精度动平衡。

6 实验验证

6.1 实验装置

如图 6 所示,为本文实验对象—100 kW 磁悬浮电机的实验系统。考虑到使用磁悬浮电机时以立式放置为主,因此进行本实验时将其垂直固定在基座上。为配重方便,将 2 个平衡盘设计在转子的两端,处在机壳外面。磁悬浮控制器使用 TMS320F28335 芯片作为运算单元,采样周期为 150 μ s,功放采用 PWM 调制模式,载波频率为 20 kHz。磁轴承及转子的设计参数见表 1。

表 1 100 kW 磁悬浮电机设计参数
Tab. 1 Design parameters of 100 kW MLM

名称	数值
电机最大输出功率 P/kW	100
转子质量 m/kg	22.15
径向转动惯量 $J_r/\text{kg} \cdot \text{m}^2$	0.463 5
轴向转动惯量 $J_z/\text{kg} \cdot \text{m}^2$	0.023 7
等效偏置电流 I_0/A	2
电流刚度 $k_i/\text{N} \cdot \text{A}^{-1}$	145
位移负刚度 $k_s/\text{N} \cdot \text{m}^{-1}$	-0.8×10^6
径向保护间隙 S_0/mm	0.2
平衡盘 A 到磁轴承 A 的距离 L_1/mm	162
两个磁轴承的间距 L_2/mm	314
磁轴承 B 到平衡盘 B 的距离 L_3/mm	125
平衡盘 A 校正质量到轴心距离 r_a/mm	45
平衡盘 B 校正质量到轴心距离 r_b/mm	15

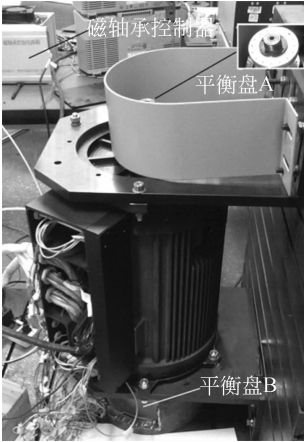


图 6 磁悬浮电机实验系统

Fig. 6 Experimental system of the MLM

6.2 实验结果

转子动平衡转速选在 5 000 r/min,根据(25)式计算初始转换系数阵为:

$$\hat{K} = \begin{bmatrix} 0.008\ 6 & 0.002\ 4 \\ 0.009\ 5 & 0.027\ 9 \end{bmatrix}.$$

图 7 为实施零位移控制前后转子位移及绕组电流变化图,在 0.2 s 时加入零位移控制,转子位

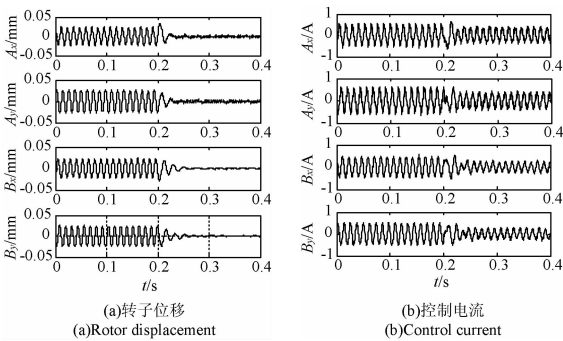


图 7 实施零位移控制前后的传感器输出
Fig. 7 Sensor outputs before and after zero-displacement

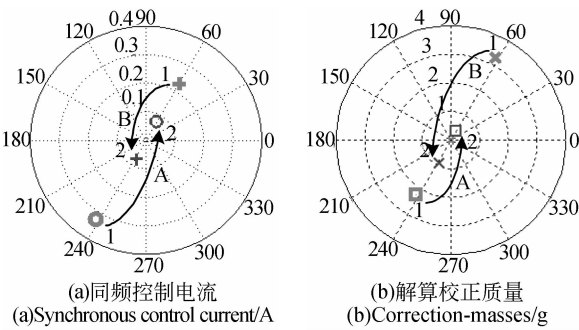


图 8 两次零位移控制下的同频控制电流及解算校正质量
Fig. 8 Synchronous control currents and correction-masses under two zero-displacement controls

移迅速收敛为 0,同频控制电流变为(本文电流检测数据均经过静止坐标系到固连坐标系的转换):

$$\mathbf{I}_1 = [-0.174 - 0.278i \quad 0.115 + 0.198i]^T \text{ A}.$$

根据式(26)解算校正质量为:

$$\mathbf{M}_1 = [-1.215 - 1.900i \quad 1.545 + 2.894i]^T \text{ g}.$$

配重后升速到平衡转速,转子仍有少量残余跳动。如图 8 所示,再次实施零位移控制后,同频电流为:

$$\mathbf{I}_2 = [0.036 + 0.066i \quad -0.033 - 0.068i]^T \text{ A}.$$

根据式(28),得到修正转换系数阵为:

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} 0.009\ 0 & 0.004\ 5 \\ 0.005\ 2 & 0.017\ 7 \end{bmatrix}.$$

根据式(29),得二次配重校正质量为:

$$\mathbf{M}_2 = [0.169 + 0.302i \quad -0.408 - 0.807i]^T \text{ g}.$$

图 9、图 10 所示为动平衡前后使用 PID 控制的转子径向位移及控制电流的快速傅里叶变换(FFT)图。在频率为 83.3 Hz(对应转速为 5 000 r/min)时,初次平衡后转子同频位移由 18.76 μm 变为 3.56 μm,下降了 81.0%;校正转换系数阵后再次平衡降为 0.27 μm,下降了 98.6%。同频电流从 0.44 A 降为 0.005 7 A,下降了 98.7%。实现了同时零电流、零位移运转。

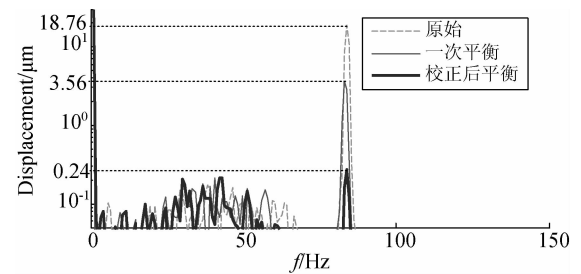


图 9 平衡前后转子位移
Fig. 9 Rotor displacements before and after field balancings

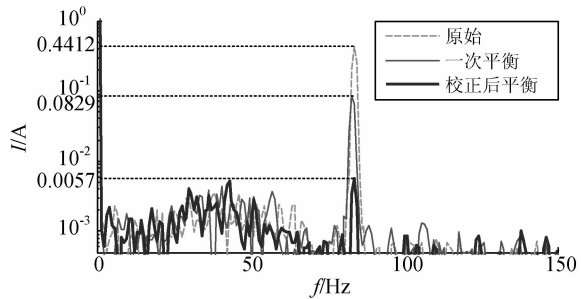


图 10 平衡前后控制电流
Fig. 10 Control currents before and after field balancings

7 结 论

本文分析并比较了磁悬浮转子不平衡在不同控制方式下的特性,提出了一种基于零位移控制的在线动平衡方法,使用控制电流解算校正质量。利用广义选频器实现转子零位移控制,并对从电流到校正量间的转换系数阵进行在线修正。实验结果显示本方法一次校正后转子振动降低 81.0%,二次升速修正转换系数后再次平衡,转子振动下降 98.6%,电流下降 98.7%,达到了同时零位移、零电流运转的状态。本平衡方法无需外加设备,磁悬浮系统本身所具有位移传感器、电流传感器、霍尔

传感器为本动平衡方法提供了充足的检测设备,无需外加其它检测单元;同时该方法效率和精度较高。在零位移控制下只需要一次升速就可通过控

制电流算得校正质量,且解算时只需电流刚度参数值即可。在零位移控制下,电磁力与不平衡离心力平衡而且电磁力是电流的线性函数。

参考文献:

- [1] 刘强,房建成. 磁悬浮飞轮用可重复抱式锁紧装置[J]. 光学 精密工程, 2012, 20(8):1802-1810.
LIU Q, FANG J CH. Repeated clamping locking device for magnetic bearing flywheel [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2012, 20(8): 1802-1810. (in Chinese)
- [2] ZHENG SH Q, HAN B C. Investigations of an integrated angular velocity measurement and attitude control system for spacecraft using magnetically suspended double-gimbal CMGs [J]. *Advances in Space Research*, 2013, 51(12):2216-2228.
- [3] WANG Y G, FANG J C, ZHENG S Q. Optimal phase compensation control and experimental study of flexible rotor supported by magnetic bearing [C]. *Proceedings of the 8th IEEE international symposium on instrumentation and control technology*, LONDON, UK, 2012: 314-319.
- [4] PANG D C. *Magnetic bearing system design for enhanced stability* [D]. University of Maryland, 1994: 224-227.
- [5] ZHANG SH W, GU ZH H, ZHANG ZH J. Dynamic balancing method for the single-threaded, fixed-pitch screw rotor [J]. *Vacuum*, 2013, 90: 44-49.
- [6] ZHANG K, ZHANG X ZH. Rotor dynamic balance making use of adaptive unbalance control of active magnetic bearings [C]. *Proceedings of 2010 International Conference on Intelligent System Design and Engineering Application*, Changsha, China, 2010: 347-350.
- [7] JIANG K J, ZHU CH SH, TANG M. A uniform control method for imbalance compensation and automation balancing in active magnetic bearing-rotor systems[J]. *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, 2012, 134:021006-1-13.
- [8] 刘彬,房建成,刘刚. 基于 TMS320C6713B+FPGA 数字控制器实现磁悬浮飞轮主动振动控制[J]. 光学 精密工程, 2009, 17(1):151-157.
LIU B, FANG J CH, LIU G. Implementation of active vibration control for magnetically suspended flywheels based on TMS320C6713B+ FPGA digital controller [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2009, 17(1): 151-157. (in Chinese)
- [9] 韩邦成,崔华,汤恩琼. 基于滑模扰动观测器的磁轴承主动振动控制[J]. 光学 精密工程, 2012, 20(3): 563-570.
HAN B CH, CUI H, TANG E Q. Vibration suppression of magnetic bearing based on sliding mode disturbance observer [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2012, 20(3): 563-570. (in Chinese)
- [10] XU X B, FANG J C, WEI T. Stability analysis and imbalance compensation for active magnetic bearing with gyroscopic effects [C]. *Proceedings of the 8th IEEE international symposium on instrumentation and control technology*, LONDON, UK, 2012: 295-300.
- [11] HERZOG R, PHILIPP B, GAHLER C, et al.. Unbalance compensation using generalized notch filters in the multivariable feedback of magnetic bearing [J]. *IEEE Transaction on Control Systems Technology*, 1996, 4(5): 580-586.
- [12] SEKHAR A S, SARANGI D. On-line balancing of rotors [C]. *Proceedings of the 11th National Conference on Machines and Mechanisms*, IIT, Delhi, 2003: 437-443.
- [13] CHEN X Q, JIA Y J, CHENG G Z. Research on field balancing of rotor [J]. *Applied Mechanic and Materials*, 2012, 201(202): 83-86.
- [14] 张禄林,段滋华,李多民,等. 现场动平衡技术的研究进展[J]. 化工机械, 2012, 39(6):690-694.
ZHANG L L, DUAN Z H, LI D M, et al.. Research progress of field balancing Technology [J]. *Chemical Engineering & Machinery*, 2012, 39(6): 690-694. (in Chinese)
- [15] 郭隐彪,郑琳,王振忠. 高精度非球面加工双轴动平衡监控技术研究[J]. 光学 精密工程, 2006, 14(3):434-438.
GUO Y B, ZHENG L, WANG ZH ZH. Study on single-plane biaxial balance monitor system in ultra-precision aspheric grinding [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2006, 14(3): 434-438. (in Chinese)
- [16] LI H W, XU Y, GU H D, et al.. Field dynamic

balance method study for the AMB-flexible rotor system [C]. *Transactions of the 19th International Conference on Structural Mechanics on Reactor Technology, Toronto, Canada, 2007*:1-7.

- [17] 韩辅君, 房建成. 磁悬浮飞轮转子系统的现场动平衡方法[J]. *航空学报*, 2010, 31(1):184-190.
HAN F J, FANG J CH. Field balancing method for rotor system of a magnetic suspending flywheel [J]. *ACTA Aeronautical et Astronautic Sinica*, 2010, 31(1): 184-190. (in Chinese)
- [18] BI CH, WU D ZH, JIANG Q, *et al.*. Automatic learning control for unbalance compensation in ac-

tive magnetic bearings [J]. *IEEE Transactions on Magnetic*, 2005, 41(7): 2270-2280.

- [19] TUNG P CH, TSAI M T, CHEN K Y, *et al.*. Design of model-based unbalance compensator with fuzzy gain tuning mechanism for an active magneic bearing system [J]. *Expert Systems with Applications*, 2011, 38: 12861-12868.
- [20] JIANG K J, ZHU CH S, TANG M. A uniform control method for imbalance compensation and automation balancing in active magnetic bearing-rotor systems [J]. *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, 2012, 134: 021006-1-13.

作者简介:



王英广(1985—),男,山东兖州人,博士研究生,主要从事磁悬浮电机磁轴承控制方面的研究。E-mail: wangyingguang_2005@126.com



张 寅(1986—),男,黑龙江北安人,博士研究生,主要从事磁悬浮电机磁轴承控制方面的研究。E-mail: heihuo1986@163.com

导师简介:



郑世强(1981—),男,山东日照人,讲师,主要从事磁悬浮控制力矩陀螺及磁悬浮电机磁轴承控制方面的研究。E-mail: zhengshiqiang@buaa.edu.cn



房建成(1965—),男,山东临沂人,博士,教授,博士生导师,长江学者特聘教授,主要从事航天飞行器姿态控制技术和自主定位导航技术以及航空航天飞行器 GNC 系统集成技术和信息集成技术方面的研究。E-mail: fangjiancheng@buaa.edu.cn

(版权所有 未经许可 不得转载)