DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2413456

基于周期峰值电流的磁轴承转子位移自传感解调方法研究

黄 飞[1,3],张烈平[2],钟志贤[1,3],刘 鹏[1,3],韦兰昱[1,3]

(1.桂林理工大学广西高校先进制造与自动化技术重点实验室 桂林 541006; 2.桂林航天工业学院 桂林 541004;
3.桂林理工大学机械与控制工程学院 桂林 541006)

摘 要:当前磁轴承自传感转子位移检测技术通常采用电流纹波作为解调信号,但该方法对纹波质量具有较强的依赖性,解析公式较为复杂,且对控制器的采样要求较高。为提高磁轴承自传感转子位移检测精度,基于降压斩波电路,提出一种周期峰值电流解调方法。首先对磁轴承的磁极线圈输入高频脉宽调制电压,利用高频脉宽电压的单个电流周期内的峰值电流与线圈电感建立非线性关系式,然后采用 Newton-Raphson method 对该关系式的非线性数值进行参数迭代,最后将迭代得到的结果与磁轴承的磁极线圈电感公式联立计算出磁轴承转子的位移。仿真和实验证明,磁轴承控制器的动态自传感转子位移实时检测能够有效跟踪电涡流传感器的转子位移检测信号,且两者的位移波动误差小于磁轴承悬浮控制要求的最低误差。在 0.8 mm 气隙的位移解调实验中,使用不同电压幅值的 5~15 kHz 高频脉宽调制电压作为磁轴承转子自传感检测信号时,所有检测信号的静态自传感转子位移解调值与电涡流传感器的静态解调位移值误差都在可控范围内,且使用 10 kHz 的高频脉宽调制电压作为检测信号时,磁轴承的静态自传感位移解调值与电涡流传感器的静态位移解调位移值误差最大值不超过 24.7 μm,最小为 0.9 μm。

关键词:电磁轴承;自传感;高频脉宽调制;非线性解调

中图分类号:TH711 TP212.1 **文献标识码**:A **国家标准学科分类代码**:460.4020

Research on the self-sensing demodulation method of magnetic bearing rotor displacement based on periodic peak current

Huang Fei[1,3], Zhang Lieping[2], Zhong Zhixian[1,3], Liu Peng[1,3], Wei Lanyu[1,3]

(*1. Key Laboratory of Advanced Manufacturing and Automation Technology in Guangxi Universities, Guilin University of Technology, Guilin 541006, China; 2. Guilin University of Aerospace Technology, Guilin 541004, China; 3. School of Mechanical and Control Engineering, Guilin University of Technology, Guilin 541006, China*)

Abstract: At present, the current ripple is usually used as the demodulation signal in the self-sensing shaft displacement detection technology of magnetic bearings. However, this method has a strong dependence on the quality of the ripple. The analytical formula is more complex, and the sampling requirements of the controller are higher. To improve the detection accuracy of the self-sensing shaft displacement of magnetic bearings, a periodic peak current demodulation method is proposed based on the buck chopper circuit. Firstly, the high frequency pulse width modulation voltage is input to the magnetic pole coil of the magnetic bearing. The nonlinear relationship between the peak current and the coil inductance in a single current cycle of the high-frequency pulse width signal is established. Then, the Newton-Raphson method is used to iterate the nonlinear values of the relationship. Finally, the displacement of the magnetic bearing rotor is calculated by combining the iterative results with the inductance formula of the magnetic pole coil of the magnetic bearing. Simulation and experiments show that the dynamic self-sensing rotor displacement real-time detection of the magnetic bearing controller can effectively track the rotor displacement detection signal of the eddy current sensor. The displacement fluctuation error of the two is less than the minimum error required by the magnetic bearing suspension control. In the displacement demodulation experiment of 0.8 mm air gap, when 5~15 kHz high-frequency pulse width modulation voltage with different voltage amplitudes is used as the self-

收稿日期:2024-11-06 Received Date: 2024-11-06

sensing detection signal of the magnetic bearing rotor, the error between the static self-sensing rotor displacement demodulation value of all detection signals and the static demodulation displacement value of eddy current sensor is within the controllable range. When 10 kHz high-frequency pulse width modulation voltage is used as the detection signal, the maximum error between the static self-sensing displacement demodulation value of magnetic bearing and the static displacement demodulation displacement value of the eddy current sensor is not more than 24.7 μm, and the minimum is 0.9 μm.

Keywords: electromagnetic bearing; self-sensing; high-frequency pulse width modulation; nonlinear demodulation

0　引　　言

电磁悬浮轴承或称磁轴承,通过电磁力提供支撑力,避免了转子与定子间的直接接触,因此具有无摩擦、无需润滑、转速高、损耗小等优点,广泛应用于工业领域[1]。然而,磁悬浮轴承是一个开环不稳定系统,控制系统需要通过位移传感器实时监测转子位移,以通过调节线圈控制电流来保证转子的稳定悬浮[2-5]。因此,转子位移的精确测量是保证系统稳定运行的关键因素之一[6-7]。

电涡流传感器常用于电磁悬浮轴承转子位移检测[8-10],通常采用直接测试法或差动测量法来检测转子位移[11]。虽然电涡流传感器具有高检测精度和快速响应的优势,但因其价格和集成度差等原因,有必要研究电磁悬浮轴承转子位移的自检测方法,实现电磁悬浮轴承的无传感器转子位移检测。无传感器转子位移检测技术通过测量线圈电感的变化来检测转子位移,相比之下更具发展潜力[12-15]。

使用电感解调磁轴承转子位置需要结合线圈电流或电压值作解调变量,目前多以功率放大器的电流纹波作为解调电流。于洁等[16]利用绝对值函数的余弦傅里叶级数和 Jacobi-Anger 恒等式建立了在静态和动态线圈电流作用下自传感解调器各环节的频域解析模型。Gruber 等[17]利用二级脉宽调制的相位电压激发的相电流纹波对小型径向主动磁轴承转子位置进行估计,其还通过数学方法描述了相电流和解调过程。

但在实际应用中,自传感位移解调鲁棒性是直接取决于电流纹波的质量而不是电流解调方案,而过大的电流纹波将会降低磁轴承的控制精度导致磁轴承悬浮不稳定[18-19]。对此,李志等[20]通过在磁轴承磁极上布置探测线圈,将解调电流和控制电流分布在同磁极的不同线圈中,消除了功放纹波质量的影响。但探测线圈占用了部分的磁极体积,减少了控制线圈的匝数从而会导致磁极的控制力下降。Wang 等[21]使用 PWM(pulse-width modulation)放大器的开关电压引起的电流斜率估计转子的位置,其使用 PWM 周期内的两个以上电流样本计算电流斜率,该方法一定程度上提高了解调数据的准确性,但依然会受到纹波质量的影响。

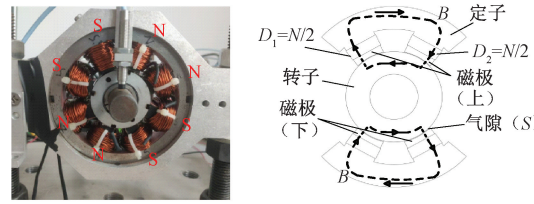
此外,定子的磁饱和与涡流效应也会影响解调电流的波形,进而增大自传感转子位移解调时的误差[22-24]。对于定子磁饱和的问题,唐明等[25]提出一种协同估计策略,以同一个自由度的两个对极一定存在未饱和磁极为基础,交替使用非饱和状态的磁极进行电感解调,该方法除提高线圈抗磁饱和能力外,还间接地提高了磁轴承系统抵抗外力扰动的能力和系统的稳定性。而 Zaccardo 等[26]则采用磁饱和补偿的办法,实现了磁极在不饱与饱和区间的过度,该方法在低于或高于典型工作范围的磁通密度下能够准确进行转子位置估计。

结合以上自传感解调问题,此研究通过向线圈输入可控二级高频脉宽调制电压信号替代电流纹波作为解调信号,再根据电感回路理论和迭代法推导并验证了自传感转子位移解析公式的正确性。最后通过仿真和实验证明了该方案具有解调过程简单、所需采样数据少、准确性好等优点。与电涡流位移传感器的测量值对比可知,基于周期峰值电流的磁轴承转子位移自传感解调方法能精确测量出转子位移。

1　磁轴承线圈的电感数学模型

1.1　磁轴承线圈的电感模型

图 1(a)为常见的磁轴承实验台,实验台的磁极线圈以 SNNS 形式进行排布,实验台的单自由度模型可简化如图 1(b)所示。结合电路理论,磁轴承的绕组线圈可以效于感性负载。



(a) 磁轴承实验台　(b) 单自由度模型
(a) Magnetic bearing test bench　(b) Single degree of freedom model

图 1　磁轴承实验台与单自由度模型

Fig. 1　Magnetic bearing test bench and single degree of the freedom model

根据图 1(b)的模型,对其中一组磁极线圈 D_1、D_2 进行分析。同一组磁极的磁场强度 B_1、B_2 可表示为:

$$B_1 = \mu_0 \frac{N_1 I/2}{l/\mu_r + 2s_1} \tag{1}$$

$$B_2 = \mu_0 \frac{N_2 I/2}{l/\mu_r + 2s_2} \tag{2}$$

式中：N_1、N_2 为磁极线圈 D_1、D_2 匝数，且 $N_1=N_2$；μ_0 为空气磁导率；l 为两磁极回路的磁路长度；μ_r 为定子与转子的磁导率；s_1、s_2 为线圈 D_1、D_2 的磁极气隙长度。

单个磁极的磁链可定义为：

$$\Psi = \Phi \frac{N}{2} = LI \tag{3}$$

其中，$N=N_1+N_2$，单个磁极线圈的等效电感为：

$$L = \frac{\partial \Psi}{\partial I} = N \frac{\partial \Phi}{2\partial I} \tag{4}$$

结合式(1)、(2)可得到一个对极内的两个磁极线圈的自感 L_1、L_2 分别为：

$$L_1 = L_2 = N \frac{\partial \Phi}{2\partial I} = \mu_0 \frac{A\left(\frac{N}{2}\right)^2}{l/\mu_r + 2s} \tag{5}$$

将线圈 N_1、N_2 的磁通视为完全耦合，同时忽略气隙的漏磁，则 N_1、N_2 线圈的互感 M_1、M_2[27] 为：

$$M_1 = M_2 = L_1 = L_2 \tag{6}$$

两个磁极的磁通回路的总电感值为：

$$L_{总} = L_1 + L_2 + M_1 + M_2 = \mu_0 \frac{AN^2}{l/\mu_r + 2s} \tag{7}$$

其中，A 为定子的截面积，N 为磁极组线圈的总匝数，$L_{总}$ 为解析式的未知量，s 为磁极与转子的气隙大小。因此只要解调 $L_{总}$ 的值便能通过上式计算出气隙大小。

1.2 磁轴承线圈电感分析

以图 1(b)为基础模型，将不同磁极面积模型的转子在 −0.45~0.45 mm 的气隙范围移动仿真，记录不同气隙位置时上下磁极组线圈电感值的变化，如图 2 所示。

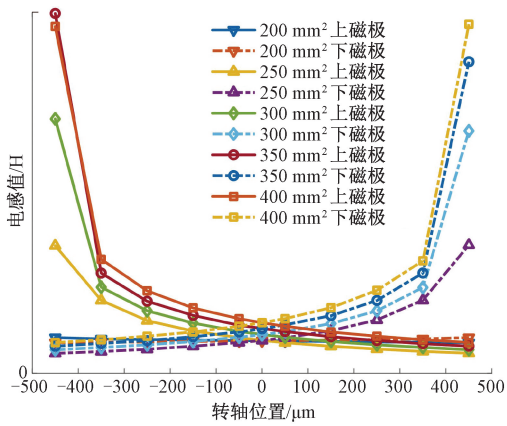


图 2 轴承气隙变化时的电感值

Fig. 2 Inductance value when bearing air gap changes

根据曲线变化可以看出，线圈电感值对转子和磁极之间的气隙大小变化十分敏感，且在气隙较大时，电感与气隙变化有较好的线性度。但当气隙偏小到一定值时，电感开始发生突变，因此在气隙过小时，电感解调可能会对转子的位移判断有较大影响。

2 降压斩波回路的电流分析

2.1 磁轴承等效电路模型与电流分析

结合电路理论可知，电回路中的高频电流波形和幅值会受到回路线圈的电感数值影响，因此可根据高频电压流经线圈的电流值，通过电流与电感的关系式求出线圈的电感值。磁悬浮轴承的磁极线圈高频电路可用图 3 建立的降压斩波电路模型等效。回路左半部为高频检测电压回路，右半部为轴承控制电流输出部分。其中 Y 为脉宽调制(pulse width modulation，PWM)电压发生器，使用 IGBT 进行控制，E 为电源；L 为电路感性电感负载，其等效于磁轴承的磁极线圈；R 为电阻负载。K 为控制模块的功放部分，为使电路更简洁，此处并未添加控制器模型。

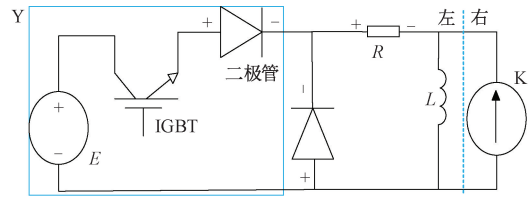


图 3 定子线圈等效电路

Fig. 3 Equivalent circuit of stator coil

设 $t=0$ 时为电路的初始状态，调整 IGBT 的参数使回路产生对应频率的脉宽电压信号。控制器处于高电平时，线圈持续充电，根据基尔霍夫电压定律，此时负载的总电压 E 为：

$$E = L\frac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t} + Ri_d \tag{8}$$

假设 i_d 的初始值为 $I_0=0$，时间常数定义为 $\tau=L/R$，求解式(8)可得电感线圈的电流 i_d 为：

$$i_d = I_V = I_0 e^{-\frac{t}{\tau}} + \frac{E}{R}\left(1 - e^{-\frac{t_{on}}{\tau}}\right) \tag{9}$$

式中：t_{on} 为脉冲激发时间。

当控制器处于低电平状态，回路电压断开时，线圈放电，电流呈指数下降，形成以电感线圈为电源，R 为负载组成简单的回路，则有：

$$L\frac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t} + Ri_d = 0 \tag{10}$$

设 i_d 此时的初始值为 I_1，求解以上方程可得：

$$i_d = i_D = I_1 e^{-\frac{t_{off}}{\tau}} \tag{11}$$

其中,t_{off} 为脉冲停断时间,则单个电压周期 $T = t_{on} + t_{off}$。将上述的高低电平电流公式联立,可得到单个完整的电流周期,结合多个单电流周期便形成完整的电流波形。

2.2　电流波形仿真分析

将输入电压 E 的设置为 10 kHz 频率,幅值为 7.5 V;线圈 L 电感值为 3.3 mH,电阻 R 为 75 Ω,取 0~1 作为仿真与实验的电压占空比范围。当占空比在 0.4~0.6 时,通过理论估计的电流估计波形如图 4 所示。

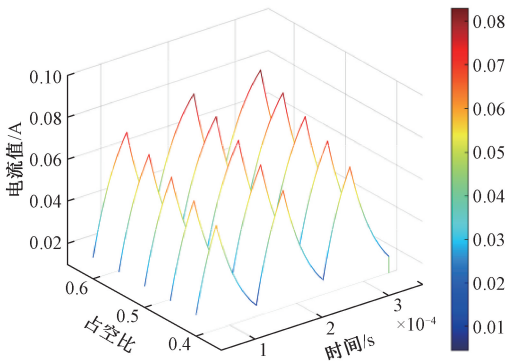


图 4　理论估计电流波形

Fig. 4　Theoretical estimation of current waveform

以图 3 为电路模型,使相同参数的电路模型在 Simulink 进行仿真的电流波形如图 5 所示。

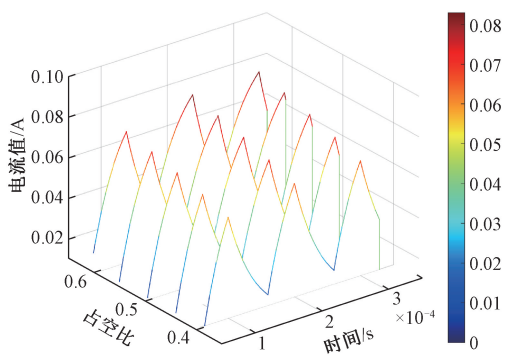


图 5　仿真电流波形

Fig. 5　Simulation current waveform

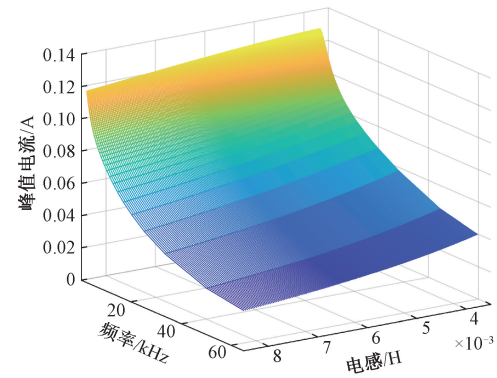
根据图 4 和 5,理论估计和仿真的波形电流曲线经 3 个电流周期后,其峰值均达到稳定状态。因此可将第 3 个电流周期的峰值作为电流波形稳定时的对比值,以下称为峰值电流。由图 4 和 5,理论估计与仿真的峰值电流相对百分比误差最小值在占空比为 0.5 时出现,约为 0.04%,绝对误差值为 3.04×10^{-5} A。最大相对百分比误差占空比在 0.45,约为 0.13%,绝对误差为 9.5×10^{-5} A。可以得出,使用该理论方法估计电流波形是可行的。

2.3　峰值电流分析

将电流波形的估计式进行简化,得到式(12)的峰值电流解析公式,即:

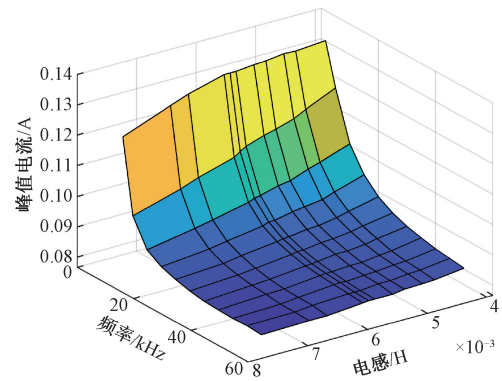
$$I = -\left(\frac{V\times(e^{\frac{-RTa}{L}}-1)}{R} + \left(V\times(e^{\frac{-RTa}{L}}-1)/\left(R\times e^{\frac{RTa}{L}}\times e^{\frac{R\times(T-aT)}{L}}\right)/(e^{\frac{RTa}{L}}\times e^{\frac{R(T-aT)}{L}} - V\times(e^{\frac{-RTa}{L}}-1)/R\right.\right. \tag{12}$$

图 6(a)为占空比不变时,峰值电流解析式计算的峰值电流随频率和电感变化时的估计电流示意图。根据图 6(a),峰值电流与输入的电压频率、电感的均成负相关,且为非线性变化。电流频率过小时,峰值电流的变化率会明显下降,这主要由电感的感抗变化特性影响。实验采用集成 PWM 发生器产生高频信号,电感值大小通过调整磁极线圈与转子的相对位置来改变。实验绘图默认各频率在同一位置的电感值相同,即使用 10 kHz 检测电压在不同位置解调的电感作为各频率电压在相同位置的电感值,因此忽略了因频率变化时电压受到的其他影



(a) 估计电流值

(a) Estimated current value



(b) 实验电流值

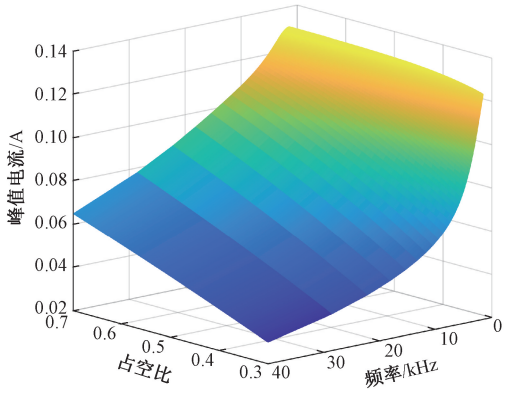
(b) Experimental current value

图 6　电感变化时的理论估计和实验峰值电流变化

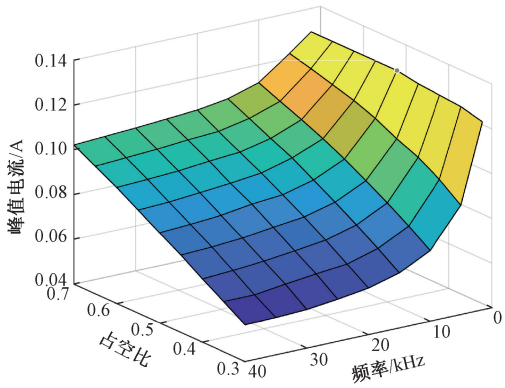
Fig. 6　Theoretical estimation and experimental peak current variation when inductance changes

响,导致同一电感值的实验电流值比理论值大,如图 6(b)所示。但根据两图仍可以发现,使用解析式估计的峰值电流值与实验检测值有相同的趋势变化。

同上述原理,将变化量由电感改为占空比,其峰值电流的估计值和实验值如图 7(a)、(b)所示。结合图 7(a)、(b)可知,理论的峰值电流值变化趋势仍与实验值相符,且线圈的峰值电流与电压的占空比成正比,相对于电感变化,占空比的大小对峰值电流的影响效果更为显著,因此实验时将会优先考虑调整电流的占空比来保证电流在保护区间内。



(a) 估计电流值
(a) Estimated current value



(b) 实验电流值
(b) Experimental current value

图 7 占空比变化时理论估计和实验峰值电流变化

Fig. 7 Theoretical estimation and experimental peak current change with duty cycle change

3 电感的非线性解调

已知式(12)峰值电流解析式中,L 与 l 为非线性关系,令 $x = e^{-R\times T/L}$,得到简化方程:

$$I = -x \times ((V \times (x^a - 1)/R + (V \times x \times (e^a - 1))/R) - (V \times (e^a - 1))/R \tag{13}$$

式(13)为多项式非线性方程,难以直接得到 x 关于 I 的变换方程。因此可以使用 Newton-Raphson method (Newton method)对解析式的 x 值进行迭代计算。

Newton method 是一种转线性化的方法,其通过将非线性方程 $f(x)=0$ 逐步变换为线性方程来求解。其方法为:

设方程 $f(x)=0$ 的近似解为 x_k(已知 $f'(x_k)\neq 0$),将 $f(x)$ 在 x_k 展开,有:

$$f(x) \approx f(x_k) + f'(x_k)(x - x_k) \tag{14}$$

若方程有解,则可得到:

$$f(x_k) + f'(x_k)(x - x_k) = 0 \tag{15}$$

式(15)是一个线性方程,将其根设为 x_{k+1},则 x_{k+1} 的计算公式为:

$$x_{k+1} = x_k - \frac{f(x_k)}{f'(x_k)}, \quad k = 0,1,\cdots \tag{16}$$

在此处有:

$$f'(x) = -x \times \left(\frac{V \times (x^a - 1)}{R} + \frac{V \times a \times x^{a-1}}{R} + \frac{V \times a \times x \times x^{a-1}}{R} - \frac{V \times (x^a - 1)}{R} - \frac{V \times a \times x^{a-1}}{R}\right) - V \times x \times (x^a - 1)/R \tag{17}$$

将迭代得到的解设为 x_0,可得到 $L_{总}$ 的值为:

$$L_{总} = \frac{-RT}{Inx_0} \tag{18}$$

结合定子线圈电感关系式(7)得出转子的位置解析式,即:

$$\mu_0 \frac{AN^2}{l/\mu_r + 2s} = \frac{-RT}{Inx_0} \tag{19}$$

$$s = \left(\mu_0 \frac{AN^2 Inx_0}{-RT} - \frac{l}{\mu_r}\right) \Big/ 2 \tag{20}$$

4 涡流影响的优化

在高频电流激励下,即使磁悬浮轴承结构采用叠片式,过高的频率也会使其定子和转子不可避免地出现涡流效应,故而影响待解调电流的波形。而在忽略漏磁和边缘效应的情况下,涡流效应的影响可等价为铁芯材料的相对磁导率变化[22],即:

$$\mu_r(f) = \mu_{r0} \frac{\tan\left(\sqrt{j2\pi\sigma f \mu_{r0}\mu_0}\,\frac{d}{2}\right)}{\sqrt{j2\pi\sigma f \mu_{r0}\mu_0}\,\frac{d}{2}} \tag{21}$$

因此式(20)可以变为:

$$s = \left(\mu_0 \frac{AN^2 Inx_0}{-RT} - \frac{l}{\mu_r(f)}\right) \Big/ 2 \tag{22}$$

5　实验验证与分析

5.1　实验系统搭建

根据上述结论,磁轴承自传感转子位移检测实验系统可设计如图 8 所示。其中,电源为 PWM 发生器提供幅值电压;PWM 发生器产生的高频电压经过线圈后被电压/电流检测器提取波形并输送至计算机进行转子位移解调,最终计算机将转子的位置信息输入至控制器后由控制器的内部算法完成转子的悬浮控制。

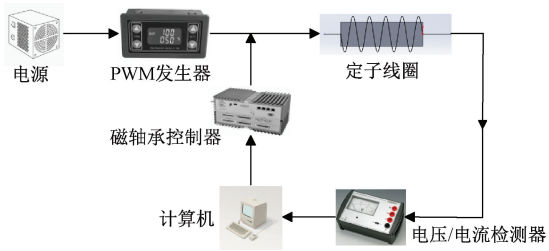


图 8　磁轴承自传感实验系统

Fig. 8　Magnetic bearing self-sensing experimental system

5.2　理论电流波形验证实验

实验采用图 9 磁轴承悬浮实验台进行理论的验证,部分实验参数如表 1 所示。

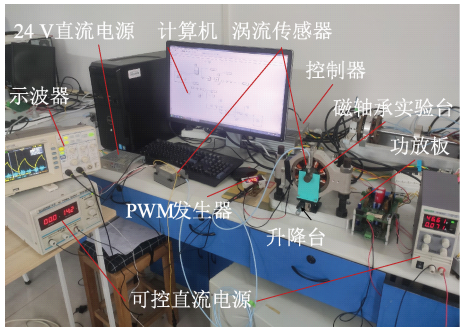


图 9　磁轴承悬浮测距实验台

Fig. 9　Magnetic bearing suspension ranging test bench

表 1　磁轴承实验台基本参数

Table 1　Basic parameters of magnetic bearing test bench

参数	数值
定子截面面积 A/mm^2	21.5×12
线圈匝数 N	200
高频检测电压幅值/V	10~15
PWM 发生器频率/kHz	0~100
定子单边最大气隙 s/mm	0.5
线圈电阻 Z/Ω	1.5
回路电阻 R/Ω	100

设备包括 KXN-6010D 直流电源,PWM(YSG7-B)发生器,电涡流传感器(线性测量范围为 0.33~2.33 mm,标准敏感度为 5 V/mm,灵敏度偏差为-0.4%),ds1102e 示波器,磁轴承控制器(采样频率为 100 kHz),磁轴承转子实验台,LZ60 小型升降台等。

实验检测和计算的数据包括:

1)由转子移动和占空比调整引起的 PWM 电流波形变化。

2)不同位置下电涡流传感器的输出电压值和转子实际位置。

3)同一位置下的理论电感值与实验解调电感值。

将转子放置在定子最底端,通入 10 kHz 频率的 13 V 电压,实测电流波形和理论估计波形如图 10 所示。根据表 1 参数和解析公式计算的理论电感值为 6.48 mH;实验波形解调电感值为 4.3 mH,两者与相差 33.6%,初步判断是线圈漏感造成解调的实验电感偏低。

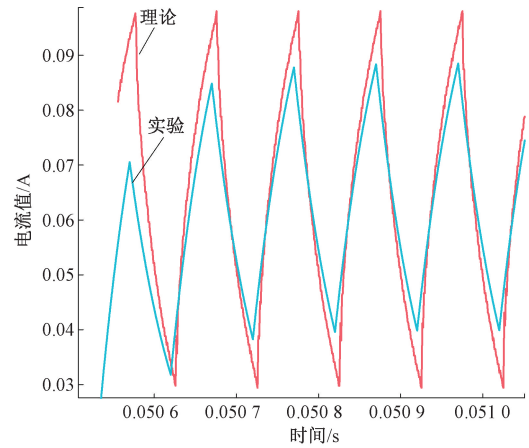


图 10　10 kHz 电压的实验波形与理论估计波形

Fig. 10　Experimental waveform and theoretical estimated waveform of 10 kHz voltage

为验证实验解调电感值的正确性,在固定转子位置和其他参数的情况下,频率为 5、10、20、25、40 kHz 的 13 V 幅值电压使用各自占空比为 0.5 的时所解调的电感值结合峰值电流解析式估计各频率在占空比为 0.3~0.7 时的峰值电流值。实验使用示波器采集与峰值电流解析式相同占空比、电感值和频率下测量到的对应实验峰值电流值。最后将解析式估计值和实验测量值使用余弦值相似度和相对误差对比差异。

余弦值相似度以一个向量空间中两个向量 $\boldsymbol{A}$、$\boldsymbol{B}$ 夹角间的余弦值作为衡量两个个体之间差异的大小,余弦值接近 1,表明两个向量越相似;余弦值接近于 0,表明两个向量越不相似,可以此方法判断实验值和估计值曲线变化趋势的相似度。计算公式为:

$$\cos(\theta)=\frac{\boldsymbol{A}\times\boldsymbol{B}}{\|\boldsymbol{A}\|\ \|\boldsymbol{B}\|}=\frac{\sum_{i=1}^{n}\boldsymbol{A}_i\times\boldsymbol{B}_i}{\sqrt{\sum_{i=1}^{n}\boldsymbol{A}_i^2}\times\sqrt{\sum_{i=1}^{n}\boldsymbol{B}_i^2}} \tag{23}$$

相对误差的计算方式如式(24)所示,即:

$$\text{相对误差}=\frac{|\text{估计值}-\text{实验值}|}{\text{实验值}}\times100\% \tag{24}$$

图 11 为峰值电流解析公式估计的峰值电流值与实验测量的峰值电流值在不同占空比下的变化曲线。图 12 为在相同频率和占空比时,估计的峰值电流值与实验测量值的相对误差。

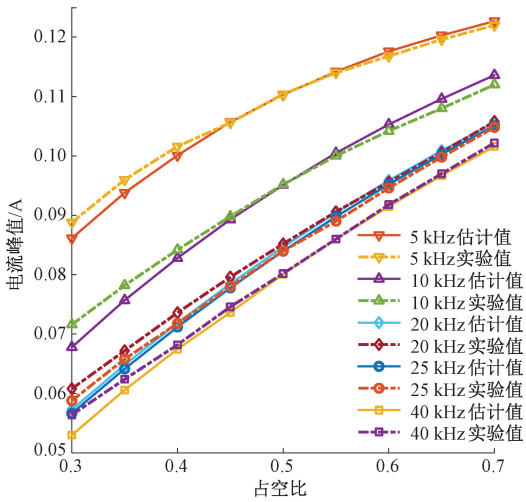


图 11 峰值电流的实验值与估计值曲线

Fig. 11 The experimental value and estimated value curve of peak current

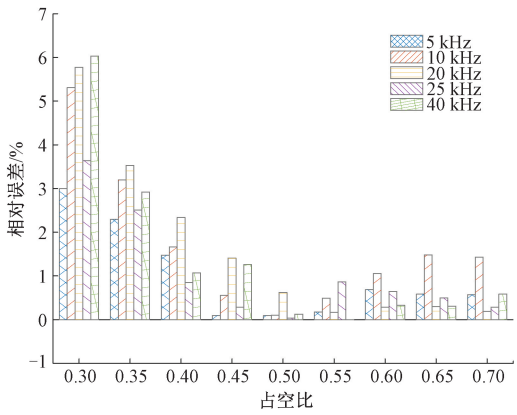


图 12 峰值电流估计值与实验值的相对误差

Fig. 12 The relative error between the estimated value of peak current and the experimental value

根据图 11 和 12,峰值电流对比误差如表 2 所示,表内的最小误差值已排除解调电感时所用的占空比数值,即不考虑 0.5 占空比样值点的数值对比误差。

表 2 估计值与实验值的电流误差

Table 2 Current error between the estimated and experimental values

电压频率/kHz	最大相对误差/%	最小相对误差/%	最大绝对误差/$\times10^{-3}$ A	最小绝对误差/$\times10^{-3}$ A	余弦值
5	2.996	0.095	2.70	0.10	
10	5.307	0.490	3.80	0.49	
20	5.773	0.166	3.50	0.20	>0.9
25	3.640	0.282	2.10	0.22	
40	6.028	0.309	3.40	0.10	

由图 12 可以看出,当输入电压的占空比>0.45 时,实验测量值与理论估计值的相对误差均在 2% 以内。根据表 2,两者最小的相对误差为 0.095%,最小绝对误差为 0.1×10^{-3} A。最大相对误差为 6.028%,最大绝对误差为 3.8×10^{-3} A。所有对照电流曲线变化趋势的余弦值相似度均>0.9。因此,在占空比高于 0.45 时,峰值电流解析式能准确地反应磁轴承磁极线圈回路的真实电流值,验证了电感解析公式的正确性。

5.3 自传感解调实验

根据式(7),当转子紧凑定子磁极时,位移 s 将接近于 0,此时 $L_{总}$ 的大小主要受到 l 和 u_r 的影响,因此电感变化可能会呈现固定值。同时线圈漏感和定子参数的测量误差也会影响实验的位移解调准确性,因此实验结合归一化的方法来降低因以上问题引起的解调误差。计算误差降低方法如式(25)所示。

$$x=(s_c-d)/(T-D)\times P \tag{25}$$

式中:x 为最终解调位移值;s_c 为使用测量的峰值电流与自传感位移解析公式计算得到的转子位置值;P 为转子与定子的最大间隙值,即 $P=2\times s$;T、D 分别为在稳定状态下,转子处在最高点和最低点时使用位移解析公式计算得到的位移值。

实验采用 5、10、15 kHz 频率,占空比为 0.5 的 PWM 信号,并对各频率在输入 13、14、15 和 16 V 的线电压的条件下进行气隙范围为 0~0.8 mm 的静态转子位置解调。示波器将同步对线圈电流和电涡流传感器的电压进行数据采样,再将同一位置下使用自传感解析公式计算到的转子位移和电涡流传感器所检测的转子位移进行对比,为凸显区别将 10、15 kHz 的检测位移分别向 y 方向平移 0.2、0.5 mm,两者的检测对比如图 13 所示。

由图 13 可看出,在不同电压频率、幅值下,自传感转子位移的解调有不同的效果。根据图 13,将不同频率、电压下所解析的自传感转子位移值与对应的电涡流传感器检测值进行绝对位移偏差计算,结果如图 14 所示。

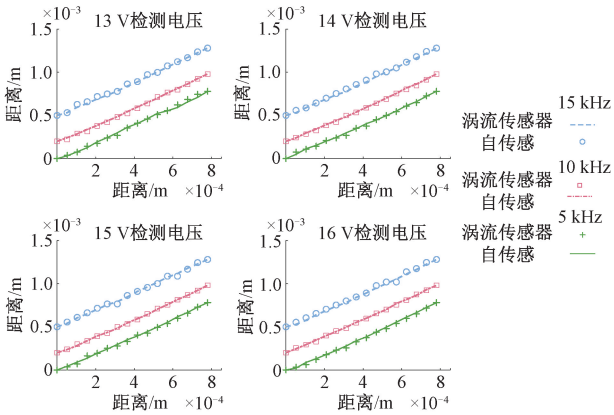


图 13　静态转子位移解调与涡流传感器检测对比

Fig. 13　Comparison of static rotor displacement demodulation and eddy current sensor detection

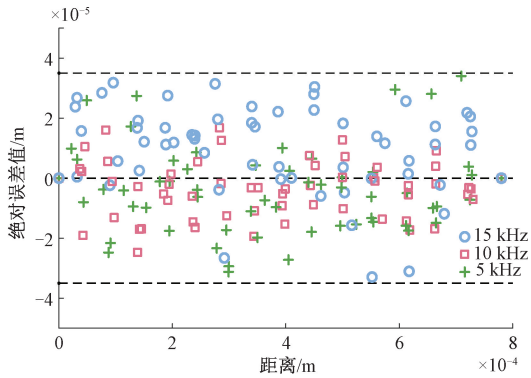


图 14　电涡流传感器与自传感位移解调的绝对误差

Fig. 14　The absolute error of the autosensing displacement demodulation relative to the eddy-current sensor

根据图 14 可知,在输入不同幅值的电压情况下,采用频率为 5 kHz 的电压进行转子位移解调时,自传感转子位移解析值与电涡流传感器位移测量值的最大绝对位移偏差为 34 μm ,最小绝对位移偏差为 1.06 μm;电压频率为 10 kHz 时,自传感转子位移解析值与电涡流传感器位移测量值的最大绝对位移偏差为 24.7 μm,最小绝对位移偏差为 0.9 μm;而电压频率为 15 kHz 的自传感转子位移解析值与电涡流传感器位移测量值的最大绝对位移偏差为 32.9 μm,最小绝对位移偏差为 0.79 μm。

证明,磁轴承自传感转子位移在静态解调时能够得到很好的转子位移检测效果,且采用电压频率为 10 kHz 作为检测条件时将得到更小的测距误差。

为检验自传感解调的转子位移值灵敏度和精度是否能满足磁悬浮轴承实验台进行转子悬浮,现利用磁轴承悬浮控制器对自传感转子测距与电涡流传感器的转子测距进行动态位移跟踪实验。自传感解调的转子位移值对电涡流传感器检测的位移值的跟踪效果如图 15 所示。

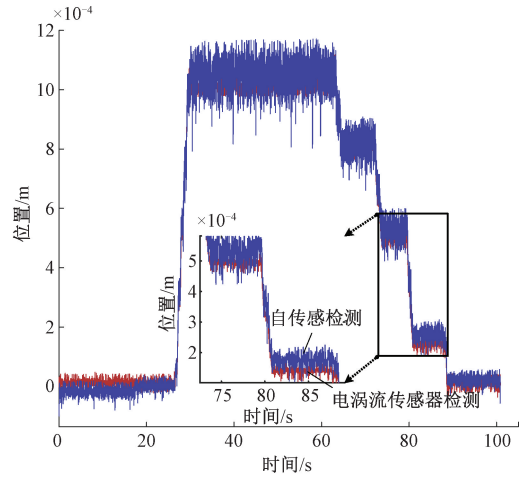


图 15　控制器实时转子位置检测

Fig. 15　Controller real-time shaft position detection

根据图 15 可知,控制器的自传感位移解调效果与电涡流传感器有较好的同步与实时性。在气隙较小时,线圈漏磁下降,控制器能到更稳定的电感值,使得自传感解调的位移曲线几乎与电涡流传感器的测距曲线重合;但当气隙过大时,产生的漏磁导致检测到线圈电感值失真、不稳定;同时因控制器的采样频率较低、控制器的提取算法不能稳定提取电流峰值包络等原因,使得自传感解调的位移值在 1 mm 处出现了较大的振动;可通过设计较小的定子与转子间的气隙、提高设备采样率以及改良控制器的电流峰值包络提取算法等方法对抖动问题进行优化。但该抖动误差范围对于 1 mm 的磁轴承气隙间隔而言,是可以接受的。

6　结　　论

针对电磁悬浮轴承转子自传感解调依赖功率放大器纹波质量和需要高采样设备的问题,利用降压斩波电路推导了一种新型自传感位移解调解析公式,并通过使用归一化的方法在一定程度上降低了线圈漏感和实验操作带来的解调误差。仿真和实验表明:

1)利用降压斩波回路推导的电流波形解析公式能有效估计出电流波形。

2)因磁轴承线圈漏感等原因,不同频率下的电感理论值与实验电感值会有差异,但根据峰值电流解析式并结合实验解调的电感值可准确估计出不同占空比下的真实峰值电流值。

3)在使用 10 kHz 频率电压进行单周期峰值电流值所解调的自传感转子位移值与电涡流传感器检测位移值的最大静态绝对误差不超过 24.7 μm,最小仅有 0.9 μm。

通过控制器进行动态转子位移检测时,自传感解调的转子位移能够有效跟踪电涡流传感器的测量值,证明该方法能够进行工程应用,为后续电磁悬浮轴承无传感器设计提供参考。

参考文献

[1] 钟志贤,蔡忠侯,祁雁英, 等. 新型径向混合磁轴承的解耦设计与分析[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42 (4): 1596-1606.
ZHONG ZH X, CAI ZH H, QI Y Y, et al. Decoupling design and analysis of a new radial hybrid magnetic bearing[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42 (4): 1596-1606.

[2] 陈信维,李红伟,任宗强, 等. 基于模和阻抗角的自感式位移传感器阻抗建模[J]. 电工技术学报, 2025, 40(2):387-397.
CHEN X W, LI H W, REN Z Q, et al. Impedance modeling of self-inductive displacement sensor based on mode and impedance angle[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2025, 40(2):387-397.

[3] 张利胜,王坤,郑世强. 磁轴承用新型自感位移传感器设计与实验研究[J]. 仪器仪表学报, 2018, 39(1): 100-109.
ZHANG L SH, WANG K, ZHENG SH Q. Design and experimental study of a novel self-inductance displacement sensor for active magnetic bearings[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2018, 39(1): 100-109.

[4] 王军,徐龙祥. 无传感器磁轴承转子位置检测与研究[J]. 机械工程与自动化, 2005(1): 71-73, 76.
WANG J, XU L X. Sensorless magnetic bearing rotor position detection and research [J]. Mechanical Engineering & Automation, 2005(1):71-73, 76.

[5] 刘勇智,李杰,鄯成龙. 开关磁阻电机最优分数阶 PIDμ 控制器设计[J]. 电子测量与仪器学报, 2020, 34(1):105-110.
LIU Y ZH, LI J, SHAN CH L. Optimal fractional-order PIDμ controller design for switched reluctance motor[J]. Journal of Electronic Measurement and Instruments, 2020, 34(1): 105-110.

[6] 李翁衡,祝长生. 主动电磁轴承-柔性转子系统振动位移的高精度跟踪和估计方法[J]. 电工技术报, 2023, 38(12):3151-3164.
LI W H, ZHU CH SH. High-precision tracking and estimation method for vibration displacement of active magnetic bearing-flexible rotor system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(12):3151-3164.

[7] 金超武,叶周铖,周瑾, 等. 磁悬浮轴承横向磁通传感器设计与分析[J]. 仪器仪表学报, 2023, 44(9):228-238.
JIN CH W, YE ZH CH, ZHOU J, et al. Design and analysis of the transverse flux sensor of active magnetic bearing[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2023, 44(9):228-238.

[8] 杨朝英,徐龙祥. 磁轴承系统中差动变压器式位移传感器的研究[J]. 传感器技术, 2005(9):8-9, 12.
YANG CH Y, XU L X. Study on differential transformer displacement sensors for active magnetic bearings[J]. Transducer and Microsystem Technologies, 2005 (9): 8-9, 12.

[9] 靖永志,王森,冯伟, 等. 基于电磁铁附加线圈的悬浮间隙检测方法研究[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(17):6807-6816.
JING Y ZH, WANG S, FENG W, et al. Research on the method of levitation gap detection based on electromagnet with an additional coil[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(17):6807-6816.

[10] 靖永志,刘沁宇,贾兴科, 等. 基于电磁铁复合线圈的磁浮车悬浮间隙检测方法[J]. 仪器仪表学报, 2024, 45(3):35-44.
JING Y ZH, LIU Q Y, JIA X K, et al. Method of levitation gap detection for maglev train based on electromagnet with a composite coil[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2024, 45(3):35-44.

[11] 钟志贤,祁雁英,蔡忠侯, 等. 磁轴承用位移传感器差动安装的误差补偿方法研究[J]. 仪器仪表学报, 2020, 41(10):17-23.
ZHONG ZH X, QI Y Y, CAI ZH H, et al. Research on the error compensation method for differential installation of displacement sensor for magnetic bearing[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2020, 41(10):17-23.

[12] 于洁,祝长生. 基于希尔伯特变换的自传感电磁轴承实现[J]. 浙江大学学报(工学版), 2015, 49(4):732-739.
YU J, ZHU CH SH. Self-sensing active magnetic bearing using Hilbert transform [J]. Journal of Zhejiang

University (Engineering Science), 2015, 49(4):732-739.

[13] 唐明,祝长生. 基于占空比补偿的电磁轴承无传感器运行[J]. 浙江大学学报(工学版), 2013,47(8):1418-1423,1430.
TANG M, ZHU CH SH. Research of self-sensing active magnetic bearings based on duty cycle compensation[J]. Journal of Zhejiang University (Engineering Science), 2013,47(8): 1418-1423,1430.

[14] 李唐安,郑楚君,孙清雯, 等. 线圈型磁通量传感器多路复用结构优化研究[J]. 电子测量与仪器学报, 2023,37(11):14-23.
LI T AN, ZHENG CH J, SUN Q W, et al. Optimization of multiplexed structure of coil-type magnetic flux sensor[J]. Journal of Electronic Measurement and Instruments, 2023, 37(11): 14-23.

[15] XIONG H J, XIAO J, YANG D SH, et al. Displacement estimation of self-sensing magnetic bearings based on biorthogonal spline wavelet[J]. IEEE Access, 2021, 9: 76213-76223.

[16] 于洁,祝长生,余忠磊. 自传感电磁轴承位移解调过程的精确建模和分析[J]. 中国电机工程学报,2016, 36(21):5939-5946,6038.
YU J, ZHU CH SH, YU ZH L. The precise modeling and analysis of demodulation approach in self-sensing active magnetic bearings[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(21):5939-5946,6038.

[17] GRUBER W, PICHLER M, ROTHBÖCK M, et al. Self-sensing active magnetic bearing using 2-level PWM current ripple demodulation[C]. 2013 Seventh International Conference on Sensing Technology, 2013: 587-591.

[18] PETERSON K S, MIDDLETON R H, FREUDENBERG J S. Fundamental limitations in self-sensing magnetic bearings when modeled as linear periodic systems[C]. 2006 American Control Conference, 2006: 1-6.

[19] 余忠磊,祝长生. 二电平电流型开关功率放大器稳定性分析[J]. 电工技术学报,2019,34(2): 306-315.
YU ZH L, ZHU CH SH. Analysis on the stability of two-level current mode switching power amplifiers [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(2):306-315.

[20] 李志,苏振中,胡靖华, 等. 磁轴承复合位移传感设计与实验研究[J]. 电工技术学报,2021, 36(7):1425-1433.
LI ZH, SU ZH ZH, HU J H, et al. Design and experimental research of magnetic bearing compound displacement sensor[J]. China Electrotechnical Society, 2021,36(7):1425-1433.

[21] WANG J OU, BINDER A. Self-sensing magnetic bearings using multiple sampling of currents alone[C]. 2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications, 2013: 1-10.

[22] 于洁,祝长生,余忠磊. 考虑涡流的自传感主动电磁轴承转子位置估计策略[J]. 电工技术学报,2018, 33(9):1946-1956.
YU J, ZHU CH SH, YU ZH L. Rotor position estimation strategy for self-sensing active magnetic bearing considering eddy currents [J]. China Electrotechnical Society, 2018, 33(9): 1946-1956.

[23] 田拥胜,孙岩桦,虞烈. 涡流对电磁轴承开关功放纹波电流的影响[J]. 中国电机工程学报,2009,29(24): 110-114.
TIAN Y SH, SUN Y H, YU L. Effects of eddy current on ripple current of the switching power amplifier for magnetic bearings[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(24):110-114.

[24] MEEKER D C, MASLEN E H, NOH M D. An augmented circuit model for magnetic bearings including eddy currents, fringing, and leakage [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 1996, 32(4): 3219-3227.

[25] 唐明,祝长生,于洁. 非磁饱和偏置下自传感主动电磁轴承的转子位移协同估计[J]. 电工技术学报,2014, 29(5):205-212.
TANG M, ZHU CH SH, YU J. Cooperative rotor position estimation of active magnetic bearings with unsaturated magnetic bias[J]. China Electrotechnical Society, 2014, 29(5): 205-212.

[26] ZACCARDO V M, BUCKNER G D. Saturation and duty cycle tolerant self-sensing for active magnetic dampers[J]. Mechanical Systems and Signal Processing, 2023, 200: 110567.

[27] 李洪珠,王泽明,范茏茏. 磁集成变换器耦合电感电流纹波研究[J]. 电气工程学报,2023,18(2):97-107.
LI H ZH, WANG Z M, FAN L L. Research on current ripple of coupling inductor in magnetically integrated

converter[J]. Journal of Electrical Engineering, 2023, 18(2):97-107.

作者简介

黄飞,2023 年于桂林理工大学获得学士学位,现为桂林理工大学硕士研究生,主要研究方向为电磁悬浮轴承设计及控制。

E-mail:973428840@qq.com

Huang Fei received the B. Sc. degree from Guilin University of Technology in 2023. He is currently a master student at Guilin University of Technology. His main research interests include the design and control of electromagnetic levitation bearings.

张烈平,1994 于昆明理工大学获得学士学位,2004 年于上海理工大学获得硕士学位,2011 年于昆明理工大学获得博士学位,现为桂林航天工业学院教授,主要研究方向为检测与传感技术。

E-mail:25761108@qq.com

Zhang Lieping received his B. Sc. degree from Kunming University of Science and Technology in 1994, M. Sc. degree from the University of Shanghai for Science and Technology in 2004, and Ph. D. degree from Kunming University of Science and Technology in 2011. He is currently a professor at Guilin University of Aerospace Technology. His main research interests include detection and sensing technology.

钟志贤(通信作者),1994 年于华北工学院获得学士学位,2002 年于广西大学获得硕士学位,2013 年于浙江大学获得博士学位,现为桂林理工大学教授,主要研究方向为电磁悬浮轴承设计及控制。

E-mail:2005zhzhx@163.com

Zhong Zhixian (Corresponding author) received his B. Sc. degree from North China Institute of Technology in 1994, M. Sc. degree from Guangxi University in 2002, and Ph. D. degree from Zhejiang University in 2013. He is currently a professor at Guilin University of Technology. His main research interests include design and control of electromagnetic levitation bearings.