

# 基于动态电磁力的主动式动平衡测量方法的研究\*

王秋晓, 伍昭富, 付晓艳, 王德全  
(重庆大学机械工程学院 重庆 400044)

**摘要:**动平衡机在测量大质偏类工件时,由于不平衡量较大,振动信号往往会超出测量系统的线性范围而造成测量误差偏大。为了提高动平衡测量精度,提出了一种采用电磁力产生的同频振动抵消大部分初始振动,从而减小簧板振动量,保证系统线性度的动平衡测量方法。讨论了该方法的基本工作原理,建立了电磁力装置的磁路模型;采用有限元建模对电磁力的可控性进行了研究,并分析了气隙、温度等因素对电磁力的影响;最后介绍了测量控制系统和控制策略。动平衡测量实验表明,该测量方法能够有效地提高大不平衡量工件的动平衡测量精度。

**关键词:** 电磁力; 振动; 动平衡; 不平衡量测试

**中图分类号:** TH6      **文献标识码:** A      **国家标准学科分类代码:** 460.40

## Research of active dynamical balance measurement method based on dynamic electromagnetic force

Wang Qiuxiao, Wu Zhaofu, Fu Xiaoyan, Wang Dequan  
(College of Mechanical Engineering, Chongqing University, Chongqing 400044, China)

**Abstract:** When dynamical balance machine is used to measure the imbalance of the workpiece with large eccentric mass, due to the large imbalance the vibration signal usually exceeds the linear range of both the dynamical balance machine and measurement system, which results in grave error. In order to improve the accuracy of imbalance measurement, a method is proposed, which utilizes a controllable electromagnet to generate controllable electromagnetic force for attenuating the unbalance vibration synchronously, so as to avoid the vibration signal exceeding the liner range. The basic operation principle of the method is discussed, the equivalent magnetic circuit model of the electromagnet is established, and the relationship between the coil current and dynamic electromagnetic force is analyzed with finite element modeling. The influence of some factors, such as air gap and temperature on electromagnetic force is analyzed. The control system and control strategy are also introduced. Dynamical balance test experiment was conducted, the test results indicate that the proposed measurement method can effectively improve the dynamical balance test accuracy of the workpiece with large eccentric mass.

**Keywords:** electromagnetic force; vibration; dynamical balance; imbalance measurement

## 1 引言

某些大质偏类旋转工件如单缸曲轴、凸轮轴、平衡轴、卫星扫描天线等,其形状特殊且具有较大的原始不平衡量,同时这些工件又有较高的动平衡精度要求。在动平衡试验时,由于振动量超出了测量系统的线性范围,造成测量误差偏大,严重影响动平衡测量精度。

因此,新型振动测试摆架和动平衡测试装置的研究得到了人们的广泛关注<sup>[1-2]</sup>。同时,由于在线动平衡技术对于提高动平衡精度具有重要的工程意义,也使其得到了深入的研究<sup>[3]</sup>。Takeshi M等人<sup>[4]</sup>提出一种采用动力吸振器测量不平衡量的动平衡机,当吸振器消除不平衡量引起的振动后,通过研究吸振器的运动特性就可以准确地识别不平衡量信息。王平等人<sup>[5]</sup>提出了一种减振系统参数优化设计方法,通过减振器的刚度的合理优化,有

效地抑制了振动耦合。最后通过振动实验验证了优化方法的准确性,提高了振动过程中惯导系统航向和姿态的测量精度。此外,电磁装置在动平衡中也得到了广泛的应用。Zeng SH 等人<sup>[6]</sup>和汪希萱<sup>[7]</sup>提出的电磁式动平衡头基于电动机工作原理,通过向定子线圈通入直流电产生电磁力,驱动平衡盘转动到平衡位置。马石磊等人<sup>[8-9]</sup>研究了一种基于静磁场的新型电磁动平衡装置,利用转轴凸台切割线圈绕组产生的磁感线,从而构造了与轴同步旋转的电磁力,实现了抵消不平衡量产生的离心力。黄力权等人<sup>[10-11]</sup>则采用磁悬浮轴承作为执行机构给转子施加和转子转速同频率的旋转矢量电磁力,抵消转子的初始振动,实现同频振动的在线消除。杨泽斌等人<sup>[12]</sup>提出基于自适应最小均方滤波器产生振动补偿信号的控制方法,解决了机械不平衡引起的无轴承异步电机转子质量偏心振动问题。

所研究的主动式动平衡测量机制就是利用可控动态电磁力在测振平面上预先产生一个和平衡转速同频的振动,补偿掉大部分由于测试工件不平衡量产生的初始振动。这样可以有效地减小簧板的振动量,从而保障了振动测量系统的线性度。在通过影响系数法对剩余小量振动信号的处理,综合预先补偿的电磁力,从而实现对这类特殊工件不平衡量的最终测量。

## 2 测量原理和结构

由于工件不平衡量的存在,转子旋转时就会引起动平衡机的摆架系统的振动,离心激振力大小为<sup>[13]</sup>:

$$F_{\text{exc}} = M\omega^2 \cos\omega t = F_u \cos\omega t \quad (1)$$

式中: $M$ 、 $e$ 、 $\omega$  分别为转子质量、偏心距和转子转速。

离心激振力大小也可以表示为<sup>[14]</sup>:

$$F_{\text{exc}} = F_u e^{j(\omega t + \delta)} = mr\omega^2 e^{j(\omega t + \delta)} \quad (2)$$

式中: $m$  为不平衡质量的大小, $r$  为不平衡量的作用半径, $F_u = mr\omega^2$  为质量不平衡导致的激振力, $\delta$  为  $F_u$  的相位。

为了减小支承系统的振动量,就必须在摆架系统的振动中心上施加一个与激振力频率(转子旋转频率)相同,相位相差  $180^\circ$  的平衡力。如何产生满足上述条件的平衡力就是本文研究的关键。通过对交流电磁铁的吸力特性的研究,发现电磁力大小具有可控特性。采用脉冲宽度调制(pulse width modulation, PWM) 逆变电路对电磁铁线圈的激励电流进行控制,可以产生形如正弦半波的电磁吸力。为了抑制高次谐波的影响,需要在逆变电路中增设滤波电路。改变脉冲的调制周期就可以调节激励电流的频率,从而调整电磁力的频率,使其与离心激振力的频率保持一致。

系统工作结构如图 1 所示,不平衡转子旋转,引起对簧板的激振力。交流电磁铁通过电流脉宽调制控制产生

动态电磁力,由于电磁吸力是单向的,就需要在摆架的左右两侧对称布置两个电磁铁。当离心激振力在  $0^\circ \sim 180^\circ$  时,左侧电磁铁工作;当离心激振力在  $180^\circ \sim 360^\circ$  时,右侧电磁铁工作。

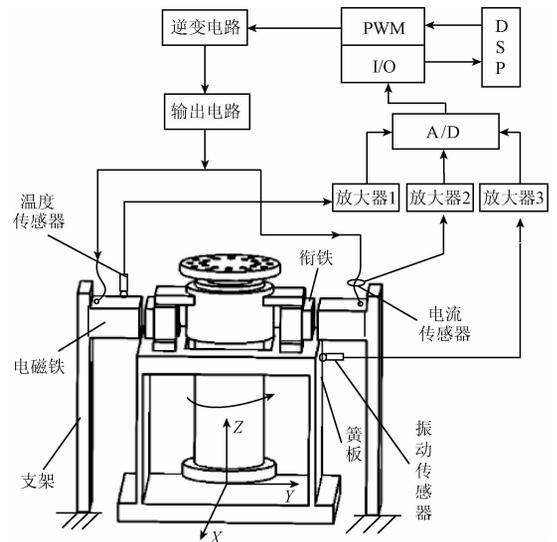


图 1 工作原理

Fig. 1 Working principle

左右电磁铁如此交替工作,电磁吸力就构成了完整的正弦波形。当电磁力同步抵消掉大部分激振力过后,簧板的振动量就会得到控制,从而使支承系统的线性性得到保证。在通过传感器测量剩余的振动量,得出残余激振力  $F_{\text{res}}$ 。各个力的波形如图 2 所示,最后根据矢量公式  $\vec{F}_{\text{exc}} = \vec{F}_{\text{mag}} + \vec{F}_{\text{res}}$  就可以确定不平衡量的大小。

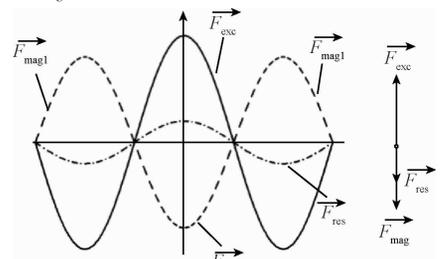


图 2 矢量模型

Fig. 2 Vector model

## 3 动态电磁力的生成及分析

### 3.1 电磁力装置的磁路模型

本文研究的关键,就是在于如何产生与激振力同频率的电磁力。采用 E 型交流直动式电磁铁,结构简单,便于控制,可产生较大电磁力。铁芯和衔铁材料都为 Z11 硅钢片,线圈采用铜质漆包线。结构如图 3 所示,参数如表 1 所示。

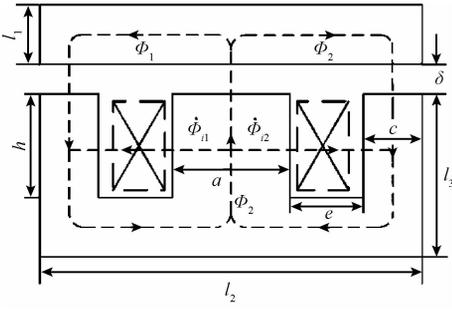


图 3 E 型电磁铁

Fig. 3 E-electromagnet

表 1 E 型电磁铁的基本参数

Table 1 Basic parameters of the E-electromagnet

参数	数值	参数	数值
$a/\text{mm}$	37.00	$l_1/\text{mm}$	18.50
$b/\text{mm}$	49.00	$l_2/\text{mm}$	130.00
$c/\text{mm}$	18.50	$l_3/\text{mm}$	48.50
$e/\text{mm}$	28.00	$\delta/\text{mm}$	0.40
$h/\text{mm}$	30.00	$N/\text{匝}$	1 830

要准确计算交流电磁铁的工作特性,就需要建立准确的数学模型。本文采用的 E 型交流直动式电磁铁,其等效磁路图如图 4 所示。图 4(a) 中,  $\dot{\Phi}_{l1}$ 、 $\dot{\Phi}_1$ 、 $\dot{\Phi}_{\delta m}$ 、 $\dot{\Phi}_{l2}$ 、 $\dot{\Phi}_2$  分别表示电磁铁左侧的漏磁通与通过左侧铁心的磁通,通过中间铁芯的磁通和右侧的漏磁通与通过右侧铁芯的磁通。 $G_{l1}$ 、 $G_{l2}$  表示左右两侧的漏磁导;  $G$  表示中间铁芯及其气隙磁导;  $G_1$ 、 $G_2$  分别表示左右两侧铁芯及其气隙磁导。其磁路图可以进一步简化为图 4(b),  $\dot{\Phi}_{lm}$ 、 $\dot{\Phi}_{\delta m}$  分别表示总漏磁通和气隙磁通;  $G_l$ 、 $G_\delta$  表示等效总漏磁导和总气隙磁导。

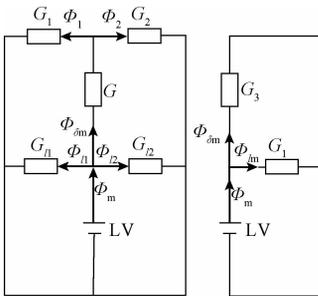


图 4 E 型电磁铁磁路模型

Fig. 4 The magnetic circuit models of the E-electromagnet

根据电路方程可得:

$$U = \sqrt{E^2 + (IR)^2}, \varphi = \arctg \frac{E}{IR} \quad (3)$$

式中:  $E$  为线圈反电动势,  $R$  为线圈电阻。

$$X_L = \omega L = \omega N^2 (G_\delta + G_l) \quad (4)$$

式中:  $\omega$  表示线圈电抗和电流角频率。

$$U = \sqrt{(LX_L)^2 + (IR)^2} = I\sqrt{\omega^2 N^4 (G_\delta + G_l) + R^2} \quad (5)$$

根据磁路方程可得:

$$\frac{\Phi_{\delta m}}{G_\delta} = \frac{\Phi_{lm}}{G_l} \quad (6)$$

$$\Phi_m = \Phi_{\delta m} + \Phi_{lm} = \sigma \Phi_{\delta m} \quad (7)$$

式中:  $\sigma$  为漏磁系数, 其值为  $1 + \frac{G_l}{G_\delta}$ 。

$$I = \frac{\Phi_m}{(G_\delta + G_l)N} \quad (8)$$

电磁铁的吸力计算通常采用能量平衡法和麦克斯韦公式法。根据麦克斯韦公式:

$$F = \frac{1}{\mu_0} \int \left[ (Bn)B - \frac{1}{2}B^2n \right] ds \quad (9)$$

式中:  $B$  为元面积  $dS$  外方表面上的磁感应强度矢量,  $n$  为元面积  $dS$  上单位外向法线。

可以推导得到<sup>[15]</sup>:

$$F = -\frac{1}{2} \left( \frac{\Phi_{\delta m} \delta}{\mu_0 S} \right)^2 \left( \frac{-\mu_0 S}{\delta^2} \right) = \frac{1}{2} \frac{\Phi_{\delta m}^2}{\mu_0 S} \quad (10)$$

式中:  $\Phi_{\delta m}$  为工作气隙磁通,  $\mu_0$  为真空磁导率,  $S$  为磁极面积。

根据式(7)、(8)和(10)可以推导出电磁力和电流的关系为:

$$F_{\text{mag}} = \frac{I^2 N^2 (G_\delta + G_l)^2}{2\mu_0 S \sigma^2} \quad (11)$$

把式(5)代入式(11)可以得出电磁力与电压的关系为:

$$F_{\text{mag}} = \frac{U^2 (G_\delta + G_l)^2 N^2}{2\mu_0 S \sigma^2 [\omega^2 N^4 (G_\delta + G_l)^2 + R^2]} \quad (12)$$

相互平行的矩形磁极, 当  $\delta/a \leq 0.2$  和  $\delta/b \leq 0.2$  时, 气隙磁导可按下式计算:

$$G_\delta = \frac{\mu_0 ab}{\delta} \quad (13)$$

式中:  $a$  为磁极长度,  $b$  为磁极宽度。

结合式(6)、(7)、(13), 式(12)可写为:

$$F_{\text{mag}} = \frac{\mu_0 S U^2 N^2}{2\omega^2 N^4 \sigma^2 \mu_0 S^2 + 8\delta^2 R^2} \quad (14)$$

### 3.2 可控电磁力的仿真与分析

#### 3.2.1 电磁铁的磁场分析

为了分析 E 型直动式电磁铁的交流吸力特性, 本文采用 Ansys Workbench 对其建模进行有限元分析。如图

5(a)所示,建立了电磁铁的3D模型,并在其周围施加了合理尺寸的空气场。图5(b)为剖分有限元模型。图5(c)中,给有限元模型施加了边界条件,包括磁通平衡边界条件和给线圈施加励磁载荷。

根据式(11)可知,要想使电磁吸力成正弦波形,那么激励电流的波形应为  $A|\sin(2\pi ft)|^{1/2}$ 。当电磁铁气隙为 0.4 mm,施加线圈激励电流波形为  $0.3|\sin(2\pi ft)|^{1/2}$ ,其中  $f=10$  Hz 时电磁铁的仿真结果如图5所示。

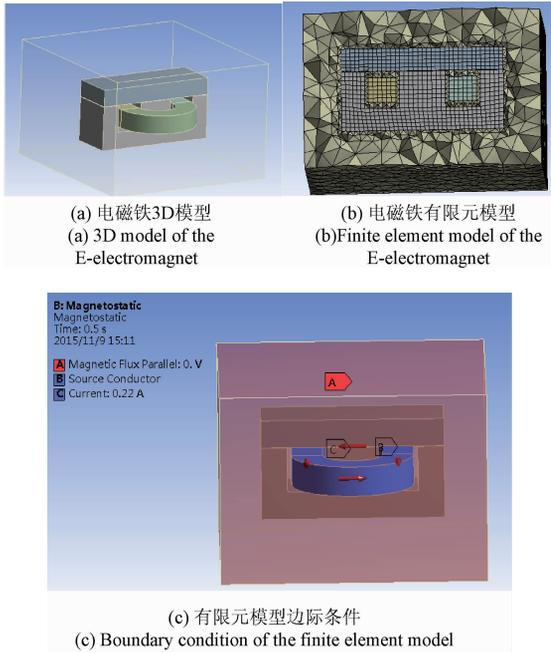


图5 E型电磁铁有限元建模

Fig. 5 Finite element modeling of E-electromagnet

时变瞬态电流产生的是瞬变磁场,电磁铁在电磁力为峰值时的瞬时状态如图6所示。由图6(a)可知,此时电磁铁的磁感应强度最高为 1.15 T,尚未达到饱和,保证了电磁铁的工作性能良好。由图6(b)可以看出,磁感线分布合理,漏磁较少。电磁力集中产生在电磁铁的3个磁极,电磁力波形求解结果如图6(c)所示。

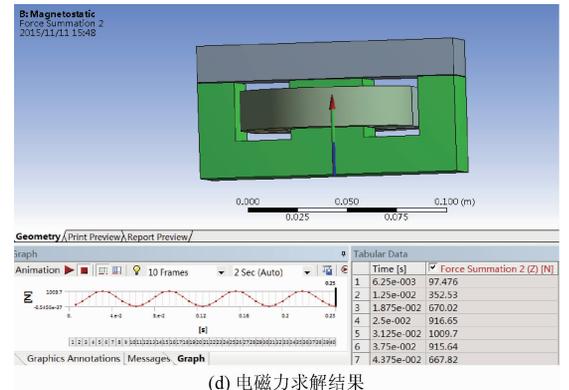
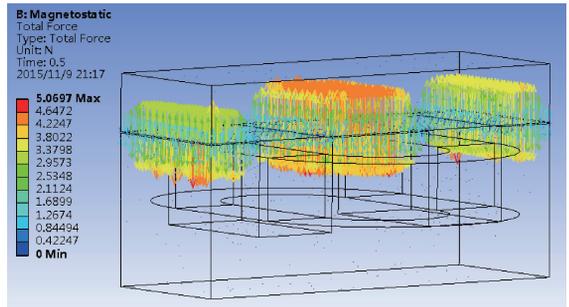
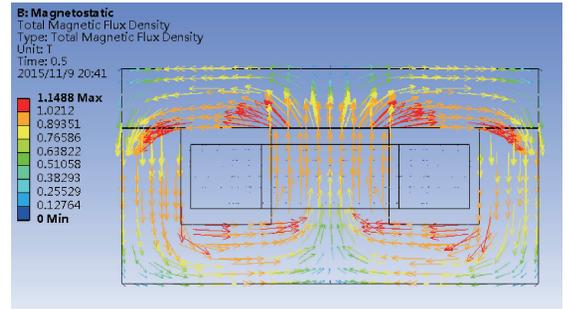
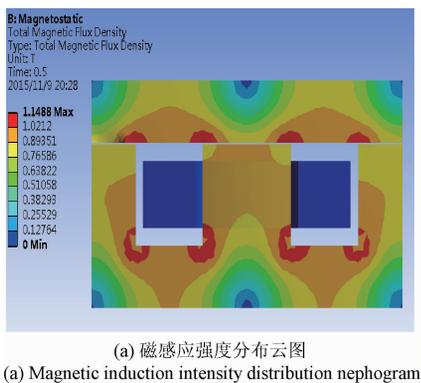


图6 有限元分析结果

Fig. 6 Finite element analysis result

电磁力有限元仿真结果如图7所示,与理论计算值相比,两者波形一致,只是仿真结果稍微产生了畸变,这也合理地解释了漏磁和铁损等因素对电磁铁造成的影响。

### 3.2.2 电磁力与电流的关系

采用 PWM 脉宽调制的方法,可以产生如  $A|\sin(2\pi ft)|^{1/2}$  波形的电流,其中  $A$  为激励电流幅值,  $f=10$  为转子旋转频率(转速为 600 r/min)。当只改变电流的幅值大小,幅值  $A$  分别取值为 0.1、0.2、0.3、0.4,而保持电流的波形不变,一个周期内电磁力的变化如图8所示。可以看出,改变电流幅值大小,会引起电磁力的急剧增加,但是电磁力的波形仍然保持不变呈正弦半波,如图9所示。

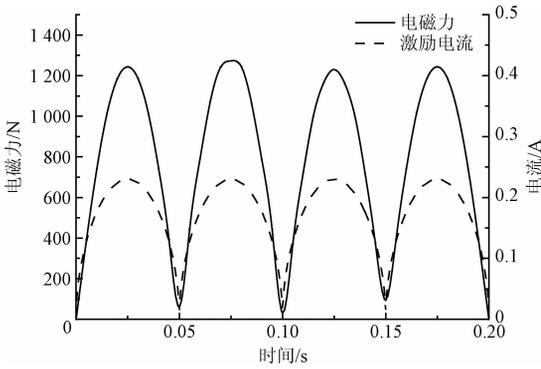


图7 激励电流和电磁力波形

Fig. 7 The waveforms of exciting current and electromagnetic force

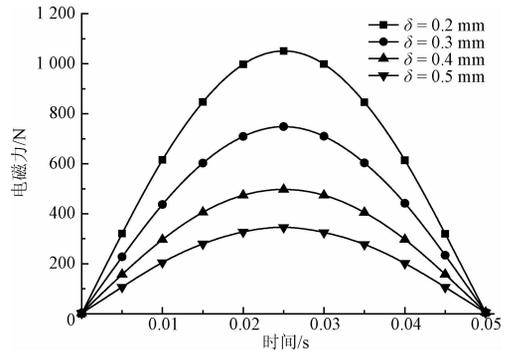


图10 气隙对电磁力的影响

Fig. 10 The influence of air gap on electromagnetic force

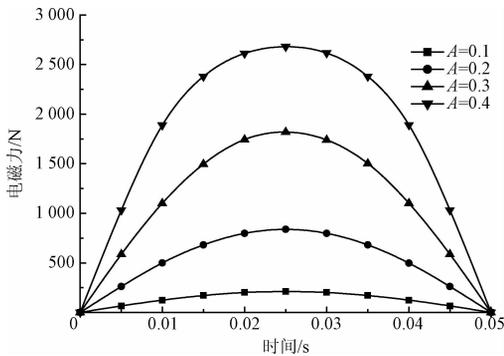


图8 激励电流幅值对电磁力的影响

Fig. 8 The influence of exciting current amplitude on electromagnetic force

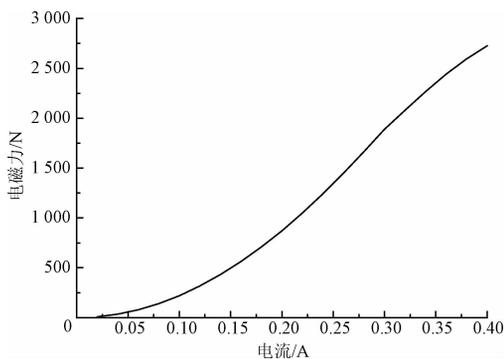


图9 电磁力峰值随电流幅值的变化曲线

Fig. 9 The changing curve of electromagnetic force amplitude vs. exciting current

### 3.2.3 电磁力与气隙的关系

气隙是电磁铁设计时的一个关键因素,合理地选择气隙大小,有利于改善电磁铁的工作性能和保证电磁铁的工作特性。图10为给电磁铁施加形如  $0.22|\sin(2\pi ft)|^{1/2}$  的激励电流时电磁力在不同气隙时的变化情况,气隙越大,电磁力反而越小。

气隙分别为0.5、0.4、0.3和0.2 mm时电磁力-电流幅值曲线如图11所示。当激励电流波形不变时,电磁力峰值会随着气隙的减小而增大。当气隙较小时,激励电流幅值增大到一定程度,就会引起漏磁加剧以及磁路饱和,进而造成电磁力增幅减缓。

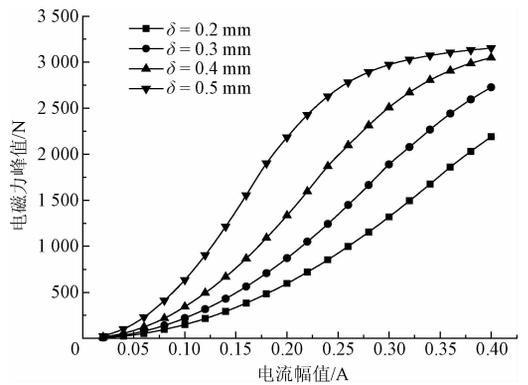


图11 不同气隙下电磁力峰值随电流幅值的变化

Fig. 11 The relationship of electromagnetic force peak magnitude vs. current magnitude under different air gaps

### 3.3 温度对电磁力的影响

如果处于长时间连续工作状态,电磁铁的发热现象就会变得十分明显。电磁铁的温升将严重影响电磁铁的工作性能,电磁力也会随之改变。温升对电磁力的影响主要是由于线圈电阻和气隙大小的变化造成的,变化后的线圈电阻和气隙可以表示为<sup>[16]</sup>:

$$R = \frac{\rho \times L_0 (1 + \alpha_l \times \Delta T)}{S_{00} \times (1 + \alpha_s \times \Delta T)} \quad (15)$$

$$\delta = \delta_0 - (l_1 \times \alpha \times \Delta T + l_3 \times \alpha \times \Delta T) \quad (16)$$

式中: $L_0$ 、 $S_{00}$ 为室温(20℃)下铜导线长度及截面积, $\alpha_l$ 为线膨胀系数, $\alpha_s$ 为面膨胀系数, $\Delta T$ 为温度变化量。 $\alpha$ 表示衔铁和铁芯(材料为硅钢)的线膨胀系数, $\delta_0$ 为20℃

时气隙。

根据电磁力求解式(14),考虑到线圈电阻和气隙随温度变化,代入式(15)、(16),可以得出不同温度下电磁力变化公式:

$$F_{mag} = \mu_0 S I^2 N^2 \times \left\{ \frac{2\omega^2 N^4 \sigma^2 \mu_0^2 S^2 S_{c0}^2 (1 + \alpha_s \Delta T)^2}{\rho^2 L_0^2 (1 + \alpha_l \Delta T)^2} + 8[\delta' - (l_1 \alpha \Delta T + l_3 \alpha \Delta T)^2] \right\}^{-1} \quad (17)$$

由式(17)得到不同温度下电磁力和电流幅值的变化曲线如图12所示。在相同幅值的电流激励下,温度越高,电磁力越大。随着激励电流的增加,电磁力随温度增加而增大的趋势就越显著。可见温度是影响电磁力改变的一个重要参数。

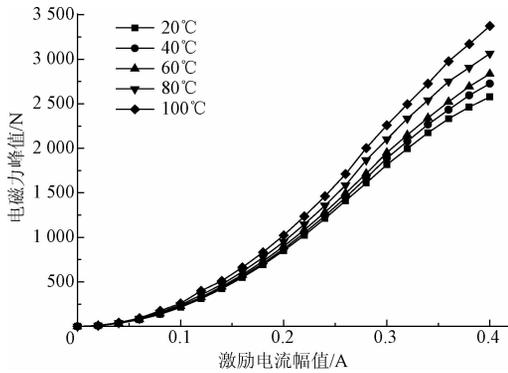


图12 不同温度下电磁力与电流幅值关系

Fig. 12 The relationship of electromagnetic force vs. current magnitude under different temperatures

### 3.4 电磁力测定试验

图13所示为电磁力测定装置,用于测量不同温度下电磁力与激励电流的关系。仅以气隙为0.40 mm,温度为20°C时为例,给电磁铁线圈施加  $0.3 | \sin(2\pi ft) |^{1/2}$  波形的激励电流时,电磁力理论值与实测值的波形如图14所示。测量值与理论值相比,会有一定的偏差和波动。

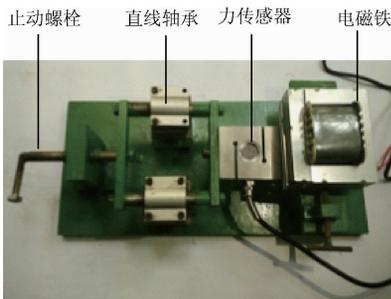


图13 电磁力测定

Fig. 13 Electromagnetic force measurement

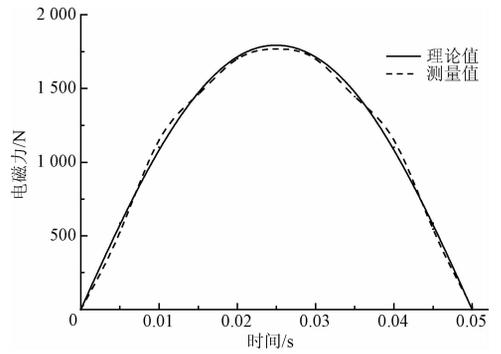


图14 测量结果

Fig. 14 The measurement result

图15所示为逐次改变上述激励电流的幅值时,理论值与实测值的电磁力  $F-I$  变化曲线。当激励电流幅值较小时,实测值与理论值的误差较小。随着电流幅值的增加,误差有所增大,最大误差达到0.86%,仍处于误差允许范围之内。

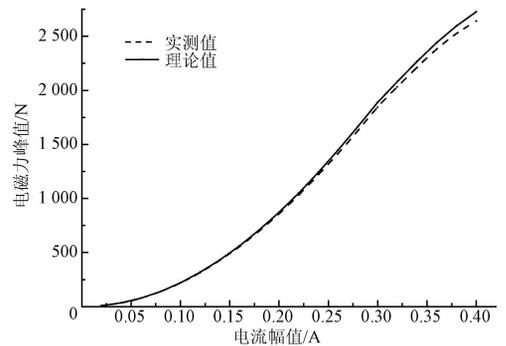


图15 不同电流下电磁力幅值测量结果

Fig. 15 The measurement result of electromagnetic force amplitude under different currents

## 4 控制系统与策略

图16所示为振动补偿控制系统,系统以电磁力作为输入,簧板作为控制对象,由转子自身不平衡量引起的同频振动作为系统扰动  $d$ 。电磁力引起的簧板同频振动作为输出  $y$ ,用于补偿  $d$ 。经过补偿后簧板的残余振动  $e$ ,振动补偿控制器通过残余振动确定所需的电磁力  $r$ ,电磁力又作用于簧板产生补偿振动,至此构成闭环控制系统。系统的硬件连接如图17所示。

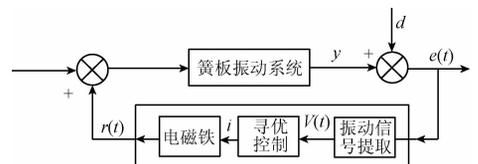


图16 振动补偿控制系统

Fig. 16 Vibration compensation control system

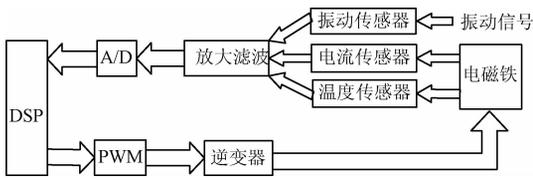


图 17 系统硬件原理

Fig. 17 System hardware schematic diagram

系统以线圈激励电流幅值  $I_i$  为寻优参数,以残余振动幅值  $A_e$  作为寻优指标。启动电机,当有不平衡量存在时振动传感器就会测得簧板的振动信号,判断振动幅值是否大于预设值(10 N 不平衡力引起的振幅,簧板线性范围内的最优值)。如果大于预设值,就等步幅增大线圈电流幅值  $I_i = I_{i-1} + \Delta I (i = 1, 2, 3, \dots)$ ,那么电磁力就会逐步增大,原始振动得到有效地补偿,直到残余振动幅值  $A_e$  小于预设值为止。此时就可以根据残余振动幅值  $A_e$  确定残余激励力  $F_{res}$ 。同时采集线圈的激励电流值和电磁铁的工作温度,就可以根据不同温度下电磁力  $F-I$  变化曲线图得到补偿电磁力  $F_{mag}$ 。根据补偿电磁力和残余激励力两者的矢量和就可以按式(1)得出不平衡量的具体参数。

### 5 实验及分析

搭建的主动式动平衡测量试验台如图 18 所示。转盘由电机驱动,在转盘上拧入砝码作为初始不平衡量。电磁铁安装在支撑调整架上,衔铁固接在簧板上,可以通过调整支架对电磁铁和簧板间的相对位置进行微调。簧

板端部的水平位置装有振动传感器(ZA-YD 压电式),用来测量簧板的振动响应。在电磁铁线圈外侧安装温度传感器(PT100),实时监控电磁铁的工作温度。在电磁铁线圈上,装有霍尔电流传感器(HAX25),实时反馈电磁铁的吸力幅值。

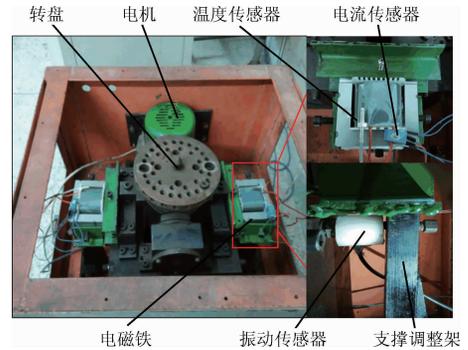


图 18 动平衡测量试验台

Fig. 18 The dynamic balance measurement test rig

实验时,设置电机转速为 720 r/min,控制电磁铁的工作温度在 20℃左右。再开始实验前,先不加试重转多次以检测试验台自身原始不平衡的影响,经过平衡处理后开始实验。依次更换砝码,改变平衡半径和相位。每个砝码在不同平衡位置,重复实验 5 次,记录每次实验时的施加的电磁力和残余激励力。取其平均值作为参考,最终确定不平衡量的大小。实验结果如表 2 所示,不平衡量测量误差不超过 1.42%,对于大原始不平衡量的测量精度得到了有效的提高。

表 2 实验数据

Table 2 Experiment data

试重/g	50	100	150	200	250	300	350	400
相位/(°)	30	60	90	120	150	180	210	240
内圈(平衡半径 $R = 100$ mm)								
$F_{mag}/N$	23.06	50.82	76.83	105.21	134.95	164.17	192.58	221.42
$F_{res}/N$	5.119	5.454	8.917	9.532	4.858	4.279	8.078	2.610
测量值/g	49.62	99.09	149.01	202.04	247.93	296.61	353.32	394.48
误差/%	0.76	0.91	0.66	1.02	0.83	1.13	0.95	1.38
外圈(平衡半径 $R = 120$ mm)								
$F_{mag}/N$	32.15	61.57	94.69	129.90	165.21	198.86	232.95	263.66
$F_{res}/N$	2.068	6.33	6.69	7.612	3.034	7.102	2.806	5.096
测量值/g	50.21	99.63	148.76	201.78	246.88	302.22	345.94	394.36
误差/%	0.42	0.37	0.83	0.89	1.25	0.74	1.16	1.41

## 6 结 论

本文所提出的新型主动式动平衡测量方法,有效地提高了大原始不平衡量的动平衡测量的精度。提出的控制系统控制响应速度快,控制算法简单易于实现,在系统自身精度范围内控制精度高。此外,这种测量装置结构简单,便于安装,电磁铁的结构参数还可以根据测量的需要进行调节。

实验研究结果表明:1)通过 PWM 控制电磁铁线圈的激励电流,可以产生与转子激振力频率相同、方向相反的电磁力,抵消转子不平衡量产生的初始振动。2)气隙,温度是影响电磁力的两个重要因素。在试验过程中,一定要保证衔铁与铁芯气隙保持不变。不同工作温度下电磁力大小差异较大,利用温度传感器对电磁铁进行实时监测反馈,选择合适的电磁力  $F-I$  曲线。3)该不平衡量测试方法主要适用于大不平衡量的测试,相比传统动平衡机,测量精度明显得到了提高。

不过该方法也存在不足和尚待解决的问题。该装置的安装位置要与摆架的振动中心相重合,不然会影响测量结果。由于电磁力对于温度比较敏感,测量时就必须维持在一定的温度范围内,并且该测量装置也不能长时间处于工作状态。

## 参考文献

- [ 1 ] RODRIGUES D J, CHAMPNEYS A R, FRISWELL M I, et al. Experimental investigation of a single-plane automatic balancing mechanism for a rigid rotor [ J ]. *Journal of Sound & Vibration*, 2011, 330(3):385-403.
- [ 2 ] RODRIGUES D J, CHAMPNEYS A R, FRISWELL M I, et al. Automatic two-plane balancing for rigid rotors [ J ]. *International Journal of Non-Linear Mechanics*, 2008, 43(6):527-541.
- [ 3 ] 徐娟, 陈时桢, 何焯剑, 等. 基于模糊 PID 的平衡头自适应控制策略研究 [ J ]. *电子测量与仪器学报*, 2016, 30(6):895-902.  
XU J, CHEN SH ZH, HE Y J, et al. Research on self-satisfaction control strategy of balancing head based on fuzzy-PID [ J ]. *Journal of Electronic Measurement and Instrumentation*, 2016, 30(6):895-902.
- [ 4 ] TAKESHI M, KAZUYA K, KENJI A, et al. Balancing machine with active dynamic vibration absorbers. Experimental measurements using periodic learning control [ J ]. *Transactions of the Japan Society of Mechanical Engineers C*, 1996, 62(37):510-515.
- [ 5 ] 王平, 张广鹏, 尉飞, 等. 轻量化惯导系统振动响应与

减振器优化 [ J ]. *仪器仪表学报*, 2016, 30(8):1898-1905.

WANG P, ZHANG G P, WEI F, et al. Vibration response analysis of lightweight INS and optimization of vibration absorber [ J ]. *Chinese Journal of Scientific Instrument*, 2016, 30(8):1898-1905.

- [ 6 ] ZENG SH, WANG X X. The electromagnetic balancing regulator and the automatic balancing system [ J ]. *Journal of Sound and Vibration*, 1998, 209(1):5-13.
- [ 7 ] 汪希萱, 曾胜. 电磁式在线自动平衡系统及其动平衡方法研究 [ J ]. *热能动力工程*, 2003, 18(1):53-57.  
WANG X X, ZENG SH. The study of an on-line automatic dynamic balancing system and its dynamic balancing method when used on a flexible rotor [ J ]. *Journal of Engineering for Thermal Energy and Power*, 2003, 18(1):53-57.
- [ 8 ] 马石磊, 裴世源, 王琳, 等. 采用新型电磁动平衡装置的动平衡研究 [ J ]. *西安交通大学学报*, 2012, 46(3):21-26.  
MA SH L, PEI SH Y, WANG L, et al. Dynamic balancing with online electromagnetic balancing device [ J ]. *Journal of Xian Jiaotong University*, 2012, 46(3):21-26.
- [ 9 ] MA SH L, PEI SH Y, WANG L, et al. A novel active online electromagnetic balancing method-principle and structure analysis [ J ]. *Journal of Vibration & Acoustics*, 2012, 134(3):034503-1-8.
- [ 10 ] 黄立权, 王维民, 苏奕儒, 等. 基于电磁自愈力的转子自动平衡方法与实验研究 [ J ]. *振动与冲击*, 2011, 30(1):208-212.  
HUANG L Q, WANG W M, SU Y R, et al. Rotor automatic balancing method and test based on electromagnetic self-recovery force [ J ]. *Journal of Vibration & Shock*, 2011, 30(1):208-212.
- [ 11 ] 黄立权, 王维民, 苏奕儒, 等. 刚性转子自动平衡寻优控制方法与实验研究 [ J ]. *振动与冲击*, 2011, 30(5):101-105.  
HUANG L Q, WANG W M, SU Y R, et al. Optimal control method and test for rigid rotor auto-balancing [ J ]. *Journal of Vibration & Shock*, 2011, 30(5):101-105.
- [ 12 ] 杨泽斌, 董大伟, 孙晓东, 等. 无轴承异步电机转子质量偏心振动补偿控制 [ J ]. *仪器仪表学报*, 2015, 36(4):871-878.  
YANG Z B, DONG D W, SUN X D, et al. Vibration

compensation control of rotor mass eccentric in bearingless induction motor [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2015, 36(4):871-878.

- [13] 叶能安, 余汝生. 动平衡原理与动平衡机[M]. 武汉:华中工学院出版社, 1985.  
YE N AN, YU R SH. Dynamic balance principle and dynamic balancing machine [M]. Wuhan: Huazhong Institute of Technology Press, 1985.
- [14] 安胜利, 杨黎明. 转子现场动平衡技术[M]. 北京:国防工业出版社, 2007.  
AN SH L, YANG L M. Rotor field dynamic balancing technology [M]. Beijing: National Defence Industry Press, 2007.
- [15] 郭凤仪. 电器学[M]. 北京:机械工业出版社, 2013.  
GUO F Y. Electrical appliances [M]. Beijing: Mechanical Industry Press, 2013.
- [16] 王秋晓, 沈利坚, 蒋盼, 等. 采用电磁力杠杆机构的力平衡式传感器[J]. 四川大学学报:工程科学版, 2016, 48(1):173-179.  
WANG Q X, SHEN L J, JIANG P, et al. Force balance sensor based on electromagnetic force balance lever structure [J]. Journal of Sichuan University: Engineering Science Edition, 2016, 48(1):173-179.

## 作者简介



**王秋晓**, 1984年于西北工业大学获得学士学位, 分别在1987年和2005年于重庆大学获得硕士学位和博士学位, 现为重庆大学副教授, 主要研究方向为动平衡理论和机电一体化技术。

E-mail: wqxiao1963@163.com

**Wang Qiuxiao** received his B. Sc. degree in 1984 from Northwestern Polytechnical University, received his M. Sc. and Ph. D. degrees both from Chongqing University in 1987 and 2005, respectively. He is currently an associate professor in Chongqing University. His main research interest includes dynamic balance theory and electromechanical integration technology.



**伍昭富** (通讯作者), 2014年于燕山大学机械工程学院获得学士学位, 现为重庆大学硕士研究生, 主要研究方向为动平衡理论与机械故障诊断。

E-mail: wzfcqstu@163.com

**Wu Zhaofu** (Corresponding author) received his B. Sc. degree in 2014 from College of Mechanical Engineering, Yanshan University; now, he is an M. Sc. candidate in Chongqing University. His main research interest includes dynamic balance theory and mechanical fault diagnosis.