

大位移角振动台的气隙磁场动静态特性分析^{*}

唐波^{1,2}, 何闻²

(1. 中国计量大学 工业与商贸计量技术研究所 杭州 310018; 2. 浙江大学 浙江省先进制造技术重点实验室 杭州 310027)

摘要:针对电机驱动式角振动台气隙磁场不均匀和输出大位移时波形失真大的问题,提出了一种径向磁通磁路结构的大位移角振动台,对其气隙磁场动静态特性进行优化分析。基于等效磁化强度法,在极坐标系下建立气隙磁感应强度的解析表达式,通过有限元法验证该方法的有效性,进一步分析了永磁体厚度、永磁体扇形角及气隙厚度对静态气隙磁场的影响规律;通过瞬态有限元法仿真分析了0.01、0.1和1 Hz 3个频率点上外磁环固定不动而永磁体和内磁芯转动的气隙磁场动态特性,定量分析了相对运动对气隙磁感应强度的影响规律;将优化后的磁路参数用于大位移角振动台样机中,测试结果表明,气隙平均磁感应强度及其分布规律和理论计算结果相吻合;研究方法对角振动台径向磁通磁路的理论分析与优化设计具有重要意义。

关键词:角振动台;气隙磁场;动静态特性;等效磁化强度法;有限元法

中图分类号: TH71 TH73 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 460.40

Dynamic and static characteristics analysis of air-gap magnetic field of a large displacement angular vibrator

Tang Bo^{1,2}, He Wen²

(1. Institute of Industry and Trade Measurement Technique, China Jiliang University, Hangzhou 310018, China;

2. Zhejiang Province Key Laboratory of Advanced Manufacturing Technology, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: Aiming at the issues of the uneven air-gap magnetic field and the high wave distortion under the condition of a large angular displacement output of the motor-driven angular vibrator, a novel large displacement angular vibrator with the magnetic circuit of the radial magnetic flux is proposed. The dynamic and static characteristics in the air-gap magnetic field are analyzed and optimized. Based on the equivalent magnetization intensity method (EMIM), an analytical expression of the air-gap magnetic flux density (MFD) is established in the polar coordinate system, and the effectiveness of the method is verified by the finite element method (FEM). The effects of the thickness of permanent magnet (PM), the sector angle of PM and the thickness of the air-gap on the static air-gap magnetic field are also analyzed. The dynamic characteristics of the air-gap magnetic field are simulated by the transient finite element method at different frequencies such as 0.01, 0.1 and 1 Hz when the outer magnet ring is fixed but the PM and inner magnet core are rotated. The influence of the relative movement between the magnetic circuits on air-gap MFD is quantitatively investigated. Finally, the optimized parameters of the magnetic circuit are applied to the large displacement angular vibrator, and the test results show that the actual average MFD and its distribution are consistent with the theoretical results. The method has great significances to the theoretical analysis and optimization design of the radial magnetic flux magnetic circuit of angular vibrators.

Keywords: angular vibrator; air-gap magnetic field; dynamic and static characteristics; equivalent magnetization intensity method; finite element method

1 引言

用于惯性导航和仪器仪表中的陀螺、地震计等角振动传感器的动态性能和精度越来越高,因此对其进行标定的角振动校准装置提出了更高的要求,其中电磁式角振动台是提供标准正弦角振动的运动发生器^[1-4]。为了实现大位移和高精度角振动传感器的校准目的,要求角振动台输出低失真的角运动量,而现有基于电机驱动的角振动台由于电机齿槽效应、电磁力矩波动和摩擦阻力矩引起输出运动量波形失真度较大^[5],无法满足高精度角振动传感器校准要求,因此需要研制一套大位移角振动台以满足输出低失真角运动量。

角振动台的气隙磁场是实现电磁能与机械能转换的重要载体,考虑到角振动台动圈始终在气隙磁场内运动,为了实现输出大角位移运动量的前提下保证波形低失真度,要求气隙磁场范围宽且均匀,因此气隙磁场分布特性直接影响角振动台输出角运动量大小和波形失真度,需要对形成气隙磁场的磁路结构进行研究和优化设计。国内外学者对气隙磁场磁路的设计与分析进行了广泛的研究。文献[6]基于导线在径向磁场中受力的原理,提出了低频角振动台径向气隙永磁式磁路结构,但是对磁路特性尚未展开讨论与分析;文献[7-8]基于激励线圈通电产生磁场的原理,设计出轴向气隙磁路结构,采用有限元方法分析了其气隙磁场,得到呈正负马鞍形分布的磁场;文献[9]基于分离变量法分析了永磁体和气隙几何形状对永磁电机气隙磁场的影响;文献[10-13]采用等效磁化强度法计算了永磁无刷直流电机径向气隙区域中的开路磁场、电枢反应磁场、定子齿槽效应以及不同载荷下的磁场分布,并通过有限元法得到验证;文献[14-15]采用磁路等效法和有限元法相结合,对长行程水平向振动台的变气隙双磁路结构进行分析,并将优化的结果应用于振动台样机中,并通过实验得以验证。现有的磁路结构均不能满足高精度、大位移角运动量输出,不适宜用于大位移角振动传感器校准装置中。

本文采用等效磁化强度法建立了气隙磁感应强度与磁路几何参数、磁性能参数的解析表达式,并通过有限元法验证了该方法的可行性;进一步通过瞬态有限元法仿真分析了不同频率点上外磁环固定不动而永磁体和内磁芯跟随旋转动圈绕旋转中心转动的气隙磁场动态特性;最后将优化后的磁路参数应用于大位移角振动台样机中,通过实验对理论分析结果进行验证。

2 径向磁通磁路及角振动台工作原理

大位移角振动台径向磁通磁路如图1所示。其中图

1(a)为原理示意图,包括外磁环、永磁体和内磁芯,永磁体采用径向磁化方式,相邻永磁体的磁化方向相反,基于磁通沿着最小磁阻路径的特性,通过气隙形成两条闭合磁通回路,如图1(a)所示的上侧部回路和下侧部回路,由此在气隙区域内形成恒定的磁场。

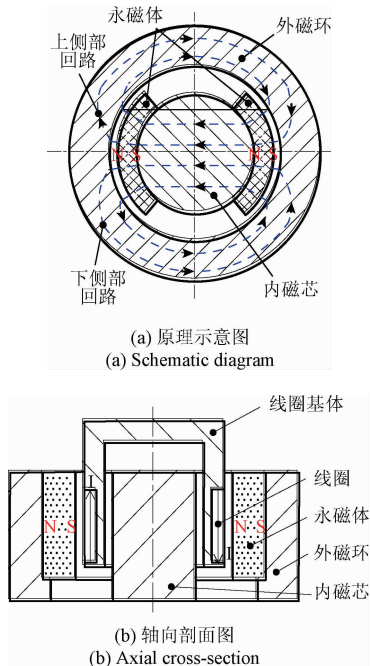


图1 径向磁通磁路

Fig.1 Radial magnetic flux magnet circuit

框式动圈包括线圈基体和线圈两部分,线圈部分位于气隙磁场内,包含框式动圈的磁路轴向剖面图如图1(b)所示,图1(b)中线圈中的导线组成了两个驱动力部,分别位于左、右两侧气隙磁场中,合理设计线圈导线绕向使得当导线通过电流时,处于左、右两侧磁场中的线圈导线受到安培力的作用而产生扭转力矩,从而推动框式动圈产生角运动。当大位移角振动台的磁路和框式动圈确定后,框式动圈产生的力矩与通入线圈的电流成正比,因此当线圈中输入正弦交流电时,角振动台将输出正弦型角运动量。

3 电磁场理论

3.1 等效磁化强度法

径向磁通磁路模型如图1(a)所示,设永磁体的外径和内径分别为 R_{m0} 和 R_{mi} ,外磁环的内径为 R_i 。假设外磁环和内磁芯的磁导率为无穷大。

等效磁化强度法是基于二维磁路模型,采用磁位的微分方程组表达永磁体的磁化强度,通过分离变量法得到包含磁路几何参数、磁性能参数的气隙磁感应强度解析表达式。对于由永磁体构成的闭合磁回路,可选用标

量磁位 φ 对其气隙磁场进行求解,由此可得极坐标系下气隙区域拉普拉斯方程和永磁体区域泊松方程的标量磁位表达式为:

$$\begin{cases} \nabla^2 \varphi_1 = \frac{\partial^2 \varphi_1}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \varphi_1}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 \varphi_1}{\partial \theta^2} = 0 \\ \nabla^2 \varphi_2 = \frac{\partial^2 \varphi_2}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \varphi_2}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 \varphi_2}{\partial \theta^2} = \frac{M_r}{\mu_r r} \end{cases} \quad (1)$$

式中: φ_1 为气隙区域的标量磁位, φ_2 为永磁体区域的标量磁位, μ_r 为永磁体的相对磁导率, M_r 为永磁体径向磁化强度, $M_r = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} 2M_n \cos n\theta$, 其中 $M_n = \frac{B_r \alpha_p}{\mu_0}$.

$\sin \frac{n\alpha_p \pi}{2}$, B_r 为永磁体剩余磁感应强度, μ_0 为真空磁导率, α_p 为每极永磁体的弧长与极距之比。

根据气隙磁场的周期性,在极坐标系下式(1)的通解为:

$$\varphi(r, \theta) = \sum_{n=1}^{\infty} (A_n r^n + B_n r^{-n}) \cos n\theta \quad (2)$$

式中: A_n 和 B_n 为待定系数。

根据磁场强度与标量磁位的关系式 $\mathbf{H} = -\nabla\varphi$, 磁

$$B_{r1}(r, \theta) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2\mu_0 M_n n}{n^2 - 1} R_{mo}^{-(n-1)} [r^{n-1} + R_o^{2n} r^{-(n+1)}] \times \left\{ \frac{2R_{mo}^{n-1} R_{mi} n + 1 + (n-1)R_{mo}^{2n} - (n+1)R_{mi}^{2n}}{(\mu_r + 1)(R_o^{2n} - R_{mi}^{2n}) - (\mu_r - 1)[R_{mo}^{2n} - (R_{mi} R_o)^{2n} R_{mo}^{-2n}]} \right\} \cos n\theta \quad (6)$$

(2) 当 $n=1$ 时, 气隙磁感应强度的径向分量 B_{r1} 的表达式为:

$$B_{r1}(r, \theta) = \mu_0 M_1 \left[1 + \left(\frac{R_o}{r} \right)^2 \right] \times \left\{ \frac{R_{mo}^2 - R_{mi}^2 + R_{mi}^2 \ln \left(\frac{R_{mo}}{R_{mi}} \right)^2}{(\mu_r + 1)[R_o^2 - R_{mi}^2] - (\mu_r - 1)[R_{mo}^2 - (R_{mi} R_o)^2 R_{mo}^{-2}]} \right\} \cos \theta \quad (7)$$

结合式(6)和(7)可以看出, 气隙磁感应强度表达式不仅与磁路几何参数有关, 还有磁性能参数有关。

3.2 瞬态磁场理论

径向磁通磁路截面如图2所示。设外磁环高度为 h , 外磁环外径为 R_o , 外磁环内径为 R_i , 将外磁环沿着径向方向(由圆心指向外圆环)分成 n 等份, 每等份厚度为 $\Delta r = (R_o - R_i)/n$, 对应每等份的径向截面积为 $s_i = h\Delta r (i=1, 2, \dots, n-1, n)$, 磁通量为 $\Phi_i = B_i s_i$, 其中 B_i 为第 i 份上的磁感应强度。

当外磁环固定不动而永磁体和内磁芯绕轴心转动时, 即两者之间存在相对运动, 将导致磁回路上磁通量发生改变。根据楞次定律, 每个径向截面上磁通变化量为

场强度的径向分量 H_r 和切向分量 H_θ 为:

$$\begin{cases} H_r = -\frac{\partial \varphi}{\partial r} \\ H_\theta = -\frac{1}{r} \frac{\partial \varphi}{\partial \theta} \end{cases} \quad (3)$$

大位移角振动台径向磁通磁路不同介质的交界面上满足如下边界条件。

1) 对于外磁环与空气交界面以及内磁芯与永磁体交界面。假设外磁环和内磁芯的磁导率为无穷大, 在交界面上磁场强度仅有切向分量, 分别满足如下关系:

$$\begin{cases} H_{\theta 1}(r, \theta) |_{r=R_i} = 0 \\ H_{\theta 2}(r, \theta) |_{r=R_{mi}} = 0 \end{cases} \quad (4)$$

2) 对于永磁体与空气交界面。根据磁通折射定律, 磁感应强度和磁场强度分别满足如下关系:

$$\begin{cases} B_{r1}(r, \theta) |_{r=R_{mo}} = B_{r2}(r, \theta) |_{r=R_{mo}} \\ H_{r1}(r, \theta) |_{r=R_{mo}} = H_{r2}(r, \theta) |_{r=R_{mo}} \end{cases} \quad (5)$$

将式(3)代入式(1), 并结合边界条件, 可以得到气隙区域磁感应强度的数学表达式。

(1) 当 $n \neq 1$ 时, 气隙磁感应强度的径向分量 B_{r1} 的表达式如式(6)所示。

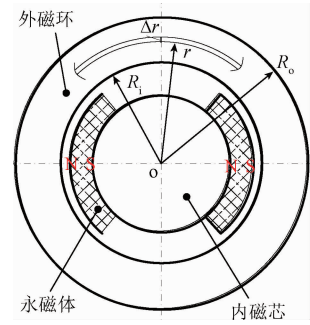


图2 径向磁通截面图

Fig. 2 Radial magnetic flux cross-section

$\Delta\Phi_i$, 则每个径向截面上绝对磁通量为 $\Phi_i + \Delta\Phi_i$, 由此可得外磁环上的感应电动势为:

$$\varepsilon = - \sum_{i=1}^n \frac{d(\Phi_i + \Delta\Phi_i)}{dt} \quad (8)$$

式中: ε 为感应电动势。

由于每个等份径向截面在外磁环的不同径向位置上, 对应的电阻为 Z_i , 则在导磁环上因感应电动势产生的涡流为:

$$i_e = \sum_{i=1}^n \left(\frac{\varepsilon_i}{Z_i} \right) \tag{9}$$

式中： i_e 为外磁环上的涡流， ε_i 为第 i 个径向圆环上的感应电动势。

4 静态气隙磁场分析

大位移角振动台的径向磁通磁路采用一对永磁体，考虑到磁路结构的对称性，形成两条气隙磁场分布对称的闭合磁回路，因此可取其中一条闭合磁回路分析气隙磁场的分布特性。以一块永磁体与外磁环正对的气隙为扇形气隙磁场，以扇形气隙磁场平均半径处的圆弧为测试路径，圆弧起点、终点与旋转中心之间连线形成的夹角为扇形气隙角度。

4.1 等效磁化强度法解的验证

为了验证等效磁化强度法求解气隙磁感应强度分布结果的准确性和可靠性，与经典有限元法进行对比。考虑到求解结果的可比性，采用相同的磁路结构和磁性材料参数，两种方法的对比结果如图 3 所示。

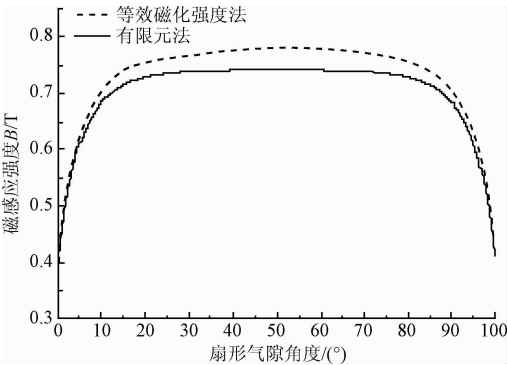


图 3 两种方法气隙磁感应强度分布

Fig.3 Distribution of MFD in the two methods

由图 3 可见，等效磁化强度法与有限元法求解得到的气隙磁感应强度分布趋势是一致的，两者最大值上差异约为 5%，由此验证等效磁化强度法的可行性。

采用等效磁化强度法对静态磁路中永磁体厚度、永磁体扇形角和气隙厚度变化时气隙磁感应强度的分布规律进行讨论和分析，为合理选取永磁体几何参数和气隙参数提供参考。

4.2 永磁体厚度的影响

气隙磁势来自于永磁体的磁能，永磁体充磁方向厚度直接影响气隙磁感应强度大小。在永磁体扇形角和气隙厚度不变的条件下，选取永磁体厚度为 20、25 和 30 mm 3 种不同情况进行分析对比，求得气隙磁感应强

度分布结果如图 4 所示。

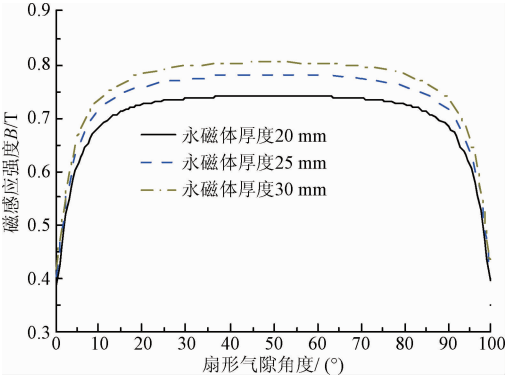


图 4 不同永磁体厚度的气隙磁感应强度

Fig.4 Distribution of the air-gap MFD under different thickness of PM

由图 4 可见，气隙磁感应强度随着永磁体厚度的增加而增强，然而增加量不随永磁体厚度等量增加，增加量先大后小，由于永磁体的相对磁导率与空气相当，虽然通过增加永磁体厚度可以增加气隙磁场强度，但是与此同时也额外增加了磁路磁阻，从而制约气隙磁感应强度的增强。

4.3 永磁体扇形角的影响

由图 1 的角振动台工作原理可知，为使动圈左右两个驱动力部产生同向的驱动力矩，应使两个驱动力部处有两个方向相反的气隙磁场。为保证输出大角位移时波形失真度低的要求，要求动圈驱动力部始终在均匀气隙磁场范围转动，因此永磁体扇形角大小对气隙磁场的影响有必要进行研究。在永磁体厚度和气隙厚度不变的条件下，选取永磁体的扇形角分别为 100°、120° 和 140° 3 种不同情况进行分析对比，计算得到的气隙磁感应强度分布如图 5 所示。

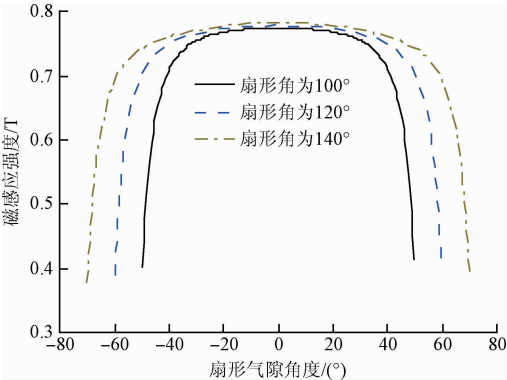


图 5 不同永磁体扇形角时气隙磁感应强度分布

Fig.5 Distribution of the air-gap MFD under different sector angle of PM

由图5可见,永磁体扇形角越大,有效均匀磁感应强度的范围越宽,对应动圈运动的角位移越大。在选取永磁体扇形角时,除了满足动圈输出的角位移和动圈驱动力部所占的角度的基本条件外,在制造允许条件下可选择较大的扇形角。

4.4 气隙厚度的影响

气隙磁场是角振动台机电能量转换的重要场所,气隙厚度直接关系到能量转换效率,为此在永磁体扇形角和永磁体厚度不变的条件下,分别选取气隙厚度为10、12和14 mm 3种情况进行对比分析,求得气隙磁感应强度分布结果如图6所示。

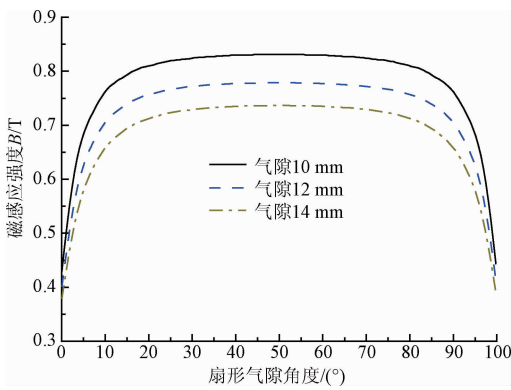


图6 不同气隙厚度的气隙磁感应强度
Fig.6 Distribution of the air-gap MFD under different thickness of air-gap

从图6中可以看出,气隙厚度越小对应磁感应强度越大,为了获得强的气隙磁感应强度,在满足运动量输出的条件下,气隙厚度越小越好,然而气隙厚度受到动圈厚度的限制,另外从安全性角度考虑,动圈与固定磁路之间需要预留一定的安全间隙。

5 动态气隙磁场分析

根据静态气隙磁场分析可知,旋转动圈的最大位移为永磁体的最大扇形角减去线圈作用力部占据的角度,从而限制了角振动台的最大可输出角位移。为了满足大角位移量的输出要求,克服静态气隙磁场范围有限的不足,提出一种外磁环固定不动而永磁体和内磁芯跟随旋转动圈绕旋转中心转动的解决方案,从而使得旋转动圈做大位移运动时,气隙磁场始终覆盖旋转动圈驱动力部,进而扩大振动台输出角位移范围。采用基于瞬态磁场理论的有限元法定量分析相对运动对气隙磁感应强度的影响规律,并假设旋转动圈最大角位移为 $2.6\text{ rad}(150^\circ)$,最大角速度为 13 rad/s ,选取0.01、0.1和1 Hz 3个频率点进行分析,分别有前两个频率点做最大角位移 2.6 rad

(150°)运动、1 Hz 频率点做最大角速度 13 rad/s 运动。以逆时针方向为起始运动方向,分别选取了1/4周期、1/2周期、3/4周期、1周期等4个不同时刻对应的磁路磁感应强度分布情况进行计算,得到如图7~9所示的计算结果。

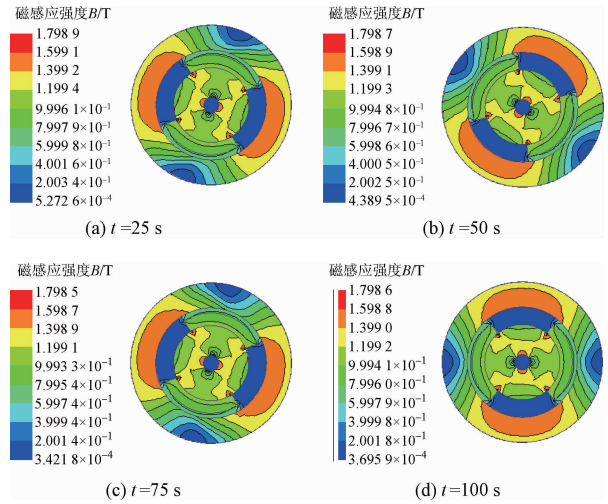


图7 0.01 Hz 时不同时刻磁路磁感应强度
Fig.7 Distribution of MFD under different time at 0.01 Hz

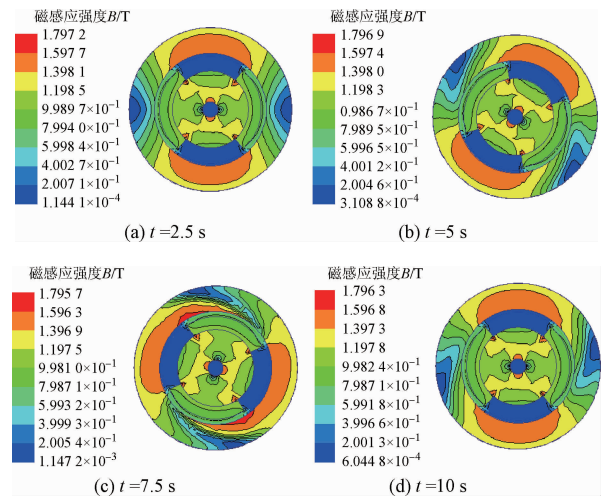


图8 0.1 Hz 时不同时刻磁路磁感应强度
Fig.8 Distribution of MFD under different time at 0.1 Hz

由图7~9可见,0.01 Hz 频率点上角速度的值较小,在不同时刻磁路内磁感应强度分布基本保持一致;0.1 Hz频率点上虽然角速度的量级提高了一级,但是绝对值仍然较小,生产的涡流对磁路中磁感应强度的影响也较小;而1 Hz 频率点上角速度值较大,在0.25和0.75 s时刻局部位置上出现了磁饱和问题。由此说明不

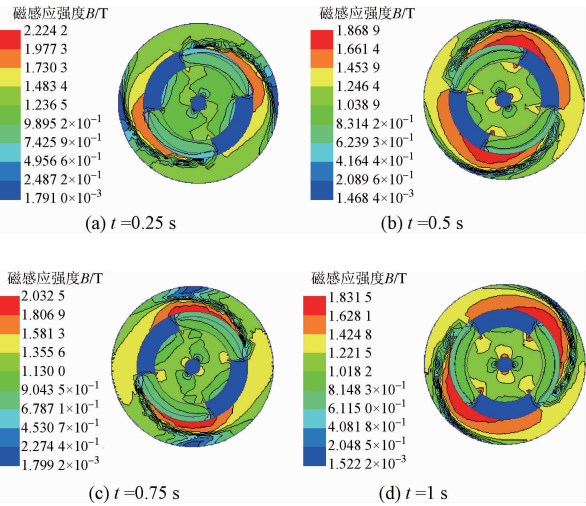


图 9 1 Hz 时不同时刻磁路磁感应强度
Fig. 9 Distribution of MFD under different time at 1 Hz

同频率点上不同时刻相对运动引起的磁感应强度分布特性差异较大。

为了进一步分析相对运动对气隙磁场均匀性的影响程度,选取 0.01、0.1 和 1 Hz 3 个频率点上不同时刻,不同位置上气隙磁场对应的结果如图 10 所示。

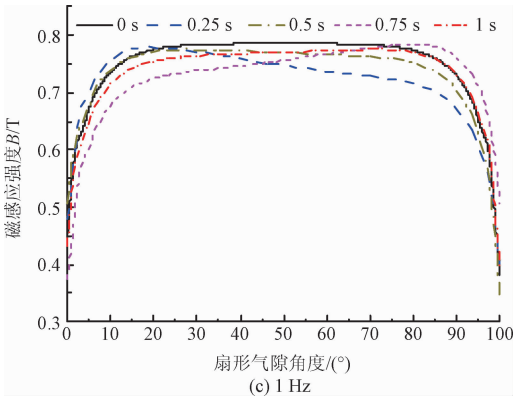
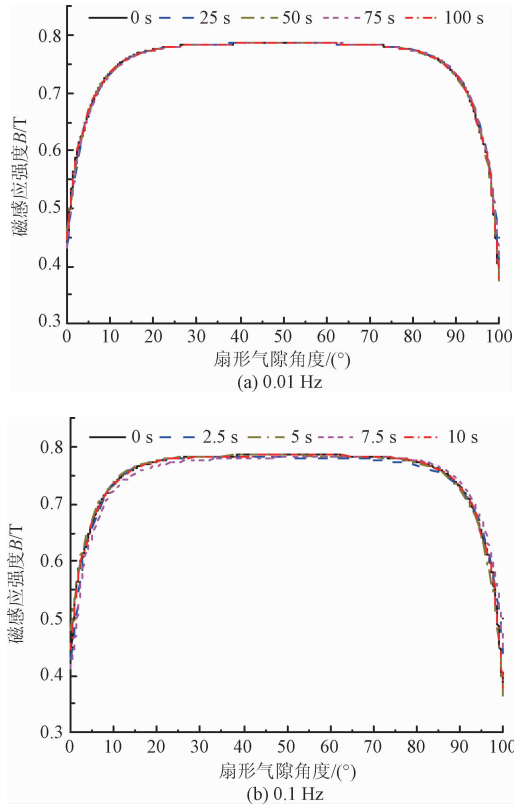


图 10 不同频率点上气隙磁感应强度
Fig. 10 Distribution of MFD under different frequency

由图 10 可见,0.01 和 0.1 Hz 频率点上不同时刻气隙磁感应强度分布曲线基本重合;在 1 Hz 频率点上,气隙磁感应强度分布曲线不重合,分布曲线与角速度变化量及方向有关;在 1/4 和 3/4 周期时刻,气隙磁感应强度分布曲线变化最剧烈,即气隙不均匀性最大;在 1/2 周期和停止时刻,气隙磁感应强度分别曲线变化量次之。由此可见,采用外磁环固定不动而永磁体和内磁芯跟随旋转动圈绕旋转中心转动的解决方案,气隙磁感应强度在旋转动圈做 1 Hz 角振动时,会产生较大的不均匀度。

综上所述,当外磁环固定不动而永磁体和内磁芯绕轴心转动时,气隙磁感应强度随着角速度的增加而不均匀程度增大,从而将影响输出运动量的波形失真度。因此为了满足角振动台输出大位移时波形失真度低的要求,应采用外磁环、内磁芯和永磁体整体转动,保持磁路气隙磁场与旋转动圈同步运动,可满足角振动台的旋转动圈始终位于均匀气隙磁场内,此时的磁场特性与静态气隙磁场一致。

6 大位移角振动台气隙磁场测试

基于上述磁路设计理论及气隙磁场动静态特性分析结果,得到优化后的大位移角振动台磁路结构如图 11 所示。

为了测试应用于大位移角振动台径向磁通磁路的气隙磁感应强度分布情况,并验证相关磁路理论的有效性,采用 BST-100 高斯计对气隙磁感应强度进行测试,在平均半径位置上沿圆周方向每隔 5° 作为一个测试点,气隙磁感应强度的理论值与测试值如图 12 所示。

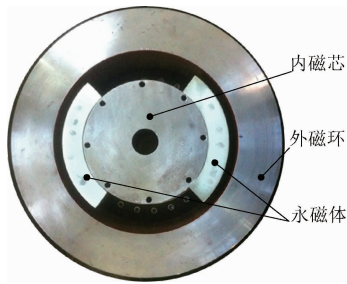


图 11 磁路结构

Fig. 11 Magnetic circuit structure

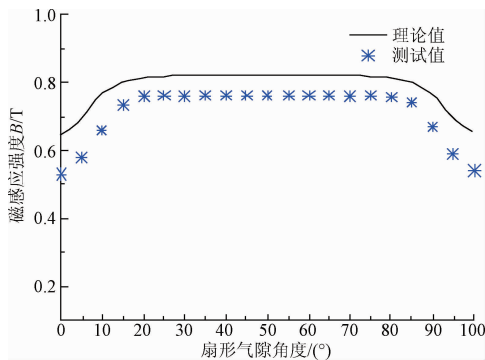


图 12 气隙磁感应强度分布

Fig. 12 Distribution of air-gap MFD

由图 12 可见,理论值曲线和测试值曲线两者具有类似的分布趋势,实测平均磁感应强度为 0.712 T,计算平均磁感应强度为 0.789 T,实测值稍微低于理论分析结果,是由于永磁体与内磁芯圆弧面上存在机械间隙及实际的永磁体性能参数和几何尺寸与理论值存在偏差,由此验证了理论分析结果的正确性。

将优化后的径向磁通磁路结构应用于大位移角振动台中,为了测试角振动台输出大位移运动量的波形失真度,圆光栅安装于角振动台台面上用于测量输出角位移量,在 0.01、0.1 和 1 Hz 3 个频率点上分别输出最大角位移 2.6 rad(150°)和最大角速度 13 rad/s 时角位移波形失真度测试结果如表 1 所示。从表 1 中可以看出,在 0.01、0.1 和 1 Hz 3 个频率点上,采用力矩电机驱动磁路与动圈同步运动,角位移的波形失真度小于 0.12%,实现了角振动台输出角位移大于永磁体弧形角(100°)时波形失真度低的目的,满足大位移角振动传感器校准的需求。

表 1 不同频率点上输出角位移波形失真度

Table 1 The waveform distortion of output angular displacement at different frequency point

频率/Hz	角位移/rad	角加速度/ (rad · s ⁻¹)	角位移 失真度/%
0.01	2.61(149.6°)	0.16	0.02
0.1	2.62(150.2°)	1.64	0.02
1	2.07(118.7°)	13.01	0.12

7 结 论

针对电机驱动式角振动台气隙磁场不均匀和输出大位移时波形失真大的问题,提出了一种径向磁通磁路结构的大位移角振动台,对其气隙磁场动静态特性进行优化分析,以改善气隙磁场分布的均匀性,满足角振动台输出大位移时波形失真度低的要求。结论如下。

1) 基于等效磁化强度法建立极坐标系下的气隙磁感应强度解析表达式,揭示了磁路几何参数、磁性能参数与气隙磁感应强度的关系,并通过有限元法验证了该方法的有效性,为角振动台径向磁通磁路结构优化奠定了基础。

2) 在不同频率点上,外磁环固定不动而永磁体和内磁芯跟随旋转动圈绕旋转中心转动时,磁路的相对运动引起气隙磁感应强度分布不均,从而影响了角振动台输出波形失真度,为此提出了一种由力矩电机驱动磁路与旋转动圈同步运动的解决方案,可实现角振动台输出大位移时波形失真度低的目的。

3) 将优化后的磁路参数用于大位移角振动台径向磁通磁路结构中,通过实际测试与计算结果对比,实验结果表明,两者具有类似的分布趋势,实测平均磁感应强度为 0.712 T,计算平均磁感应强度为 0.789 T,验证了理论分析结果的正确性。

参考文献

[1] ISO 16063-2006 Methods for calibration of vibration and shock transducers [S]. Geneva: ISO Copyright Office, 2006.

[2] GB/T 20485-2010 振动与冲击传感器校准方法[S]. 北京:中国标准出版社,2010.

ISO 20485--2010 Methods for calibration of vibration and shock transducers [S]. Beijing: Standards Press of China, 2010.

[3] 奔粤阳,杨晓龙,李倩,等. 重力辅助阻尼捷联惯性导航系统[J]. 仪器仪表学报, 2014, 35(7): 1482-1488.

BEN Y Y, YANG X L, LI Q, et al. Damping strapdown inertial navigation system aided by gravity [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2014, 35(7): 1482-1488.

[4] 徐梦洁,李醒飞,吴腾飞,等. 磁流体动力学陀螺仪的结构设计与实验研究[J]. 仪器仪表学报, 2015, 36(2): 394-400.

XU M J, LI X F, WU T F, et al. Structure design and experiment study for MHD gyroscope [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2015, 36(2): 394-

- 400.
- [5] 郎需英. 精密角振动台的试验研究[J]. 航空精密机械工程, 1986(4): 7-14.
LANG X Y. Experimental study of the precision angular vibrator [J]. Aviation Precision Manufacturing Technology, 1986(4): 7-14.
- [6] SCHLAAK H J. Excitation of low-frequency rotational vibration [J]. Journal of Low Frequency Noise and Vibration, 1993, 12(4): 123-127.
- [7] 薛景锋, 赵维谦, 邵新慧. 高频角振动激励源设计及关键技术[J]. 中国惯性技术学报, 2013, 21(6): 840-844.
XUE J F, ZHAO W Q, SHAO X H. Design and key technology of high frequency angular vibration excitation source [J]. Journal of Chinese Inertial Technology, 2013, 21(6): 840-844.
- [8] 薛景锋, 赵维谦, 邵新慧. 杯式结构磁电式高频角振动台实现关键技术[J]. 航空制造技术, 2014(11): 64-67.
XUE J F, ZHAO W Q, SHAO X H. Key technology of cub-structure electromagnetic high-frequency angular vibrator [J]. Aeronautical Manufacturing Technology, 2014(11): 64-67.
- [9] GU Q, GAO H. Air gap field for PM electrical machines[J]. Electrical Machines and Power Systems, 1985, 10(5-6): 459-470.
- [10] ZHU Z Q, HOWE D, BOLTE E, et al. Instantaneous magnetic field distribution in brushless permanent magnet dc motors, Part I: Open-circuit field [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 1993, 29(1): 124-135.
- [11] ZHU Z Q, HOWE D. Instantaneous magnetic field distribution in brushless permanent magnet dc motors, part II: Armature-reaction field [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 1993, 29(1): 136-142.
- [12] ZHU Z Q, HOWE D. Instantaneous magnetic field distribution in brushless permanent magnet dc motors, part III: Effect of Stator Slotting [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 1993, 29(1): 143-151.
- [13] ZHU Z Q, HOWE D. Instantaneous magnetic field

distribution in brushless permanent magnet dc motors, part IV: Magnetic field on load [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 1993, 29(1): 152-158.

- [14] HE W, WANG C Y, YU M, et al. Closed-double-magnetic circuit for a long-stroke horizontal electromagnetic vibration exciter [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2013, 49(8): 4865-4872.
- [15] HE W, ZHANG X F, WANG C Y, et al. A long-stroke horizontal electromagnetic vibrator for ultralow-frequency vibration calibration [J]. Measurement Science and Technology, 2014, 25(8): 85901-85906.
- [16] BIDDLECOMBE C S, SIMKIN J, JAY A P. Transient electromagnetic analysis coupled to electric circuits and motion [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 1998, 34(5): 3182-3185.

作者简介



唐波, 2008 年于浙江理工大学获得学士学位, 2011 年于浙江工业大学获得硕士学位, 2015 年于浙江大学获得博士学位, 现为中国计量大学讲师, 主要研究方向为角振动计量技术。

E-mail: tang-bo001@163.com

Tang Bo received his B. Sc. degree in 2008 from Zhejiang Sci-Tech University, and his M. Sc. degree in 2011 from Zhejiang University of Technology, and his Ph. D. degree in 2015 from Zhejiang University. He is currently a Lecturer in China Jiliang University. His main research interest is angular vibration calibration technology.



何闻 (通讯作者), 1997 年于浙江大学获得博士学位, 现为浙江大学机械工程学院教授、博士生导师, 主要研究方向为精密振动计量技术、振动测试及控制技术。

E-mail: hewens@zju.edu.cn

He Wen (Corresponding author) received his Ph. D. degree in 1997 from Zhejiang University. Now, he is a Professor and a doctoral supervisor in Zhejiang University. His main research interests include precision vibration measurement technology, vibration testing and control technology.