

考虑精确磁通的电磁加载装置等效磁路建模*

王楠^{1,2,3}, 江帆^{1,2,3}, 高嘉龙^{1,2,3}, 王明武^{1,2,3}, 王鹏^{1,2,3}, 张昌明^{1,2,3}

(1. 陕西理工大学机械工程学院 汉中, 723001)

(2. 陕西省工业自动化重点实验室 汉中, 723001)

(3. 起落架及飞机结构件加工检测陕西省高校工程研究中心 汉中, 723001)

摘要 为提高电磁加载装置在控制应用时的模型预测快速性与精确性, 考虑电磁加载装置硅钢片表面涡流磁场生成因素与不同轴偏心下有效气隙长度, 采用非线性方程拟合硅钢片磁化曲线, 建立包含磁极边缘效应、磁极铁心、转子硅钢片动态磁阻与涡流磁场的电磁加载装置非线性等效磁路模型。研究了硅钢片表面涡流磁场生成因素与气隙磁场分布, 并与有限元仿真结果比较分析。应用该模型在水润滑轴承试验台上进行电磁加载力测试试验。研究表明: 等效磁路法对磁场分布的表征与有限元法一致, 且对气隙的计算更为精确; 电磁加载力稳态误差小于 4%, 响应时间低于 0.55 s。

关键词 电磁加载装置; 等效磁路法; 涡流效应; 非线性; 水润滑轴承

中图分类号 TH39

引言

电磁加载装置是为旋转机械提供载荷的一种高性能非接触式机电一体化系统, 具有非接触、无磨损和低噪声等优点。电磁加载的目的在于对轴系施加稳定载荷。为研究不同工况下的电磁载荷及系统动态特性, 学者们进行了大量研究。Taran 等^[1]通过有限元法验证了不同电磁载荷对永磁电机性能的影响。Sikora 等^[2]研究了六极式轴向驱动磁轴承, 可在不同方向驱动磁极施加电磁载荷。Li 等^[3]对气浮式多自由度电机电磁力进行解析计算和频率分解, 分析了其磁密度云图与磁场矢量图。文献[4-5]研究了八极式电磁加载装置, 可用于高速电主轴的可靠性试验。王楠等^[6]研究了电磁加载装置电磁力动态变化机理以及动态电磁力影响因素与变化规律。Wang 等^[7]建立高速永磁电机转子涡流损耗解析模型, 通过有限元分析与试验证明了其正确性。叶品州等^[8]基于等效磁路法引入动态相对磁导率, 计算涡流对磁场的影响。由于旋转机械轴系存在安装不对中、质量不均等原因, 导致轴在运转过程中与加载装置之间气隙分布不均, 进而有效磁通分布不均, 影响电磁载荷精度与可靠性。目前, 对电磁加载装置的仿真分析常采用基于麦克斯韦方程组的有限元

法^[9], 通过微元法计算磁场不同区域磁通, 但模型复杂、计算速度慢、效率低, 难以用于电磁设备的控制等需要快速响应的领域, 为此应寻求更为适合的建模与分析方法。

等效磁路法 (equivalent magnetic circuit method, 简称 EMCM) 由于其分析精度较高, 在电磁领域应用广泛。Li 等^[10]研究了直线电机本体气隙磁场分布特性, 并对其运行过程反电磁场进行仿真分析。竺志大等^[11]对多自由度磁轴承建立原型模型并逆向解耦, 达到了较好的控制性能。禹春敏等^[12]基于精确磁路对混合型磁轴承建立等效磁路模型。然而, 等效磁路法在应用中对动态电磁场建模还存在较多高阶未建模项, 其精确性有待研究。

为精确建立轴心偏移、涡流磁场与动态电磁力的映射关系, 在保证模型精度的同时提高计算速度, 笔者采用 EMCM, 考虑材料磁导率在不同方向上的非线性与气隙边缘效应, 计算最短气隙微元来分析轴心偏移影响。针对涡流磁场等高阶未建模项, 将涡流磁场分为感生与动生 2 部分并分析其影响, 建立电磁加载装置非线性等效磁路模型, 分析加载装置在不同激励下的电磁加载力及其在不同工况下的磁场分布, 并建立电磁加载装置载荷模型进行实例应用。

* 陕西省重点研发计划资助项目 (2023-YBGY-127); 陕西高校青年创新团队资助项目

收稿日期: 2023-05-04; 修回日期: 2023-06-20

1 非线性等效磁路模型

1.1 电磁加载装置

图1为电磁加载装置结构示意图,包含E型电磁铁、加载盘、线圈和底座等。加载盘由硅钢片轴向叠加而成,2个由电工纯铁和励磁线圈缠绕而成的电磁铁分布在加载盘下方左右两侧且互成 90° 。给励磁线圈加入直流激励后,气隙与加载盘分界面处产生与 α 轴反向和 β 轴正向的径向电磁力。在加载盘绕平衡轴 γ 旋转过程中,由于加载盘上硅钢片切割磁通,导致加载盘表面产生涡流磁场,抵消部分气隙磁场作用。

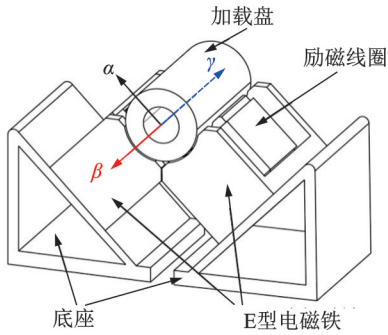


图1 电磁加载装置结构示意图

Fig.1 Structure diagram of electromagnetic loading device

1.2 气隙磁路

电磁加载装置电磁力大小及变化规律与气隙磁场强度密切相关,气隙磁通量包含气隙主磁场与边缘漏磁通。考虑边缘效应对气隙磁场分布进行分析,得到加载盘与磁芯之间的假想磁通路线与磁漂移路径。图2为磁通边缘效应示意图。图中,黑色虚线为主磁通路径,其他虚线均为漏磁通路径。

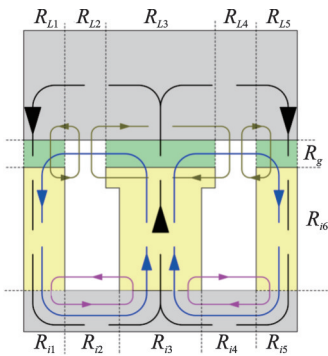


图2 磁通边缘效应示意图

Fig.2 Schematic diagram of flux edge effect

当加载盘处于平衡位置时,其与E型电磁铁工作面之间正对气隙处的气隙磁导为

$$P = \mu_0 S / \delta_0 \quad (1)$$

其中: δ_0 为电磁加载装置平衡状态气隙长度; S 为电磁加载装置工作面的有效面积; μ_0 为真空磁导率。

1.3 偏心时气隙磁导

当加载盘因偏心等因素偏离平衡位置时,加载盘与电磁铁相对位置如图3所示。应用微元法可得加载盘偏离平衡位置后磁极正对气隙的气隙磁导。图3中,圆心 O 为平衡时加载盘所处位置,即加载装置工作面圆心与坐标系原点,点 O' 为加载盘偏心后圆心位置, $A_L B_L$ 与 $A_R B_R$ 分别为加载盘表面与左、右侧加载装置工作面之间线段,需求出 $A_L B_L$ 与 $A_R B_R$ 最短长度。向第3象限偏心时加载盘表面任意坐标如图4所示。

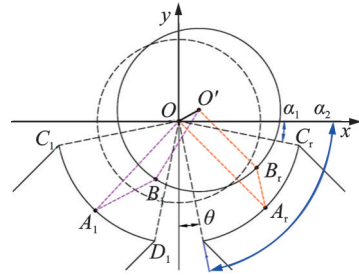


图3 加载盘与电磁铁相对位置

Fig.3 Relative position between loading plate and solenoid

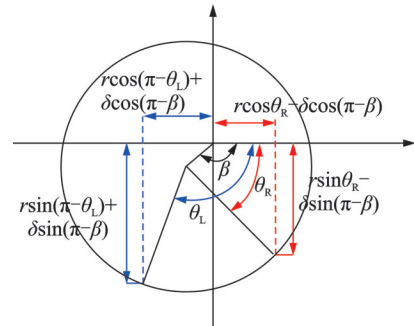


图4 向第3象限偏心时加载盘表面任意坐标

Fig.4 Arbitrary coordinates on surface of loading disk at the eccentricity to third quadrant

电磁加载装置两侧工作面的微元分别与 θ_L, θ_R 相关,因此点 A_L 坐标为 $(r_L \cos \theta_L, r_L \sin \theta_L)$,点 A_R 坐标为 $(r_L \cos \theta_R, r_L \sin \theta_R)$,点 B_L 坐标与点 B_R 坐标均随轴心偏移方向的变化而变化。以右侧磁极端面为例,线段 $A_R B_R$ 长度的平方为

$$L_{A_R B_R}^2 = [r_L \cos \theta_R - (r \cos \theta'_R + \delta_x)]^2 + [r_L \sin \theta_R - (r \sin \theta'_R + \delta_y)]^2 \quad (2)$$

在 $dL^2/d\theta' = 0$ 下求极值,同时由三角函数可等

价替换 $\delta_x = \sqrt{(\delta_x^2 + \delta_y^2)} \cos\beta = \delta \cos\beta$, $\delta_y = \sqrt{(\delta_x^2 + \delta_y^2)} \sin\beta = \delta \sin\beta$, 其中, $\beta \in [0, 2\pi]$, 可以得到

$$\theta'_R = \theta_R + \arctan\left(\frac{\delta \sin(\theta_R - \beta)}{r_L - \delta \cos(\theta_R - \beta)}\right) \quad (3)$$

此时, 线段 $A_L B_L$ 与线段 $A_R B_R$ 长度最短, 且每个 θ'_R 与 θ'_L 分别对应 $L_{A_R B_R}$ 和 $L_{A_L B_L}$ 的最短长度。由微元法得到加载盘正对右侧加载装置工作面处微元气隙磁导为

$$dP_R = \mu_0 dS / L_{A_R B_R} \quad (4)$$

1.4 涡流磁场

加载盘随轴旋转中, 在切割盘内磁场与气隙磁场产生涡流, 若励磁电流发生变化, 加载盘内也会有涡流产生。在等效磁路法中, 涡流磁场常等效为磁阻以展现其对磁动势的阻碍作用, 而实际上涡流磁场由随时间变化的磁场在导电靶材中感应出的局部电流产生, 本质是一种受控磁源。因此, 笔者将涡流磁场等效为受控电流源, 基于麦克斯韦电磁感应原理分析其形成机理, 从阻碍磁通的角度分析其阻碍作用, 进而完善将涡流磁场等效为动态磁阻时所忽略的部分高阶未建模项。

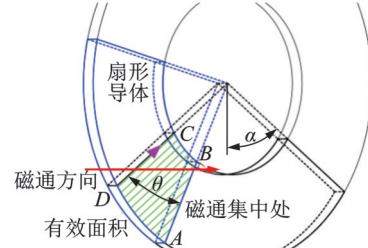
加载盘由多个硅钢片叠压而成, 采用单元法对其涡流磁场进行分析。加载盘内磁通线具有一定角度, 对其正交分解, 视其由水平方向前进的盘内磁场与竖直方向气隙磁场结合而成, 动态下该磁场结构需补充逆向涡流磁场。因此, 动态涡流磁场由切割盘内磁场、切割气隙磁场、动态盘内磁场感应以及动态气隙磁场等4部分耦合而成。图5为涡流磁场生成分析图。

如图5(a)所示, 盘内磁场强度为

$$B_d = \frac{\Phi}{S_{ABCD}} = \frac{2\pi}{2\alpha} \frac{\Phi}{\pi r^2} \quad (5)$$

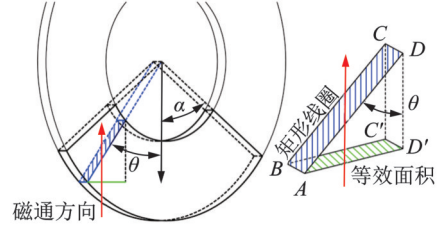
硅钢片切割盘内磁场时, 可视为多个扇形线圈绕点圆心以线速度 v 旋转切割。盘内磁场大小不变, 但随着扇形线圈 $ABCD$ 逐渐进入加载盘下半部分, 线圈内磁通量发生变化, 面积为 S_1 的扇形线圈内出现感应电动势 ϵ_{cd} 。由麦克斯韦方程组可知, 硅钢片切割盘内磁场时产生削弱盘内磁场的涡流磁场强度 B_{cd} 与涡流磁通量 Φ_{cd} 为

$$\begin{cases} B_{cd} = \frac{I_{cd}}{\oint dl} \mu = \frac{\pi \mu \omega}{\alpha r \oint dl} \frac{B_d r^2}{2} \\ \Phi_{cd} = B_{cd} S_1 = \frac{\pi \mu \omega}{\alpha r \oint dl} \frac{B_d r^2}{2} S_1 \end{cases} \quad (6)$$



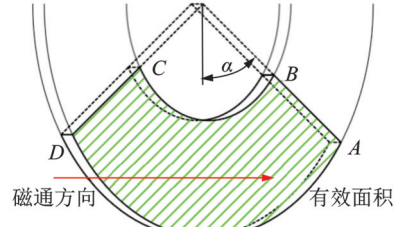
(a) 切割盘内磁场示意图

(a) Schematic diagram of magnetic field inside cutting disk



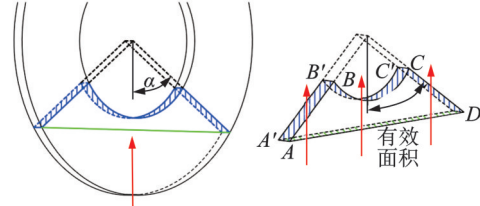
(b) 切割气隙磁场示意图

(b) Schematic diagram of cutting air gap magnetic field



(c) 动态盘内磁场示意图

(c) Schematic diagram of magnetic field in dynamic disk



(d) 动态气隙磁场示意图

(d) Schematic of dynamic air gap magnetic field

图5 涡流磁场生成分析图

Fig.5 Analysis chart of eddy current magnetic field generation

分析图5(b)通过切割气隙磁场生成的涡流磁场, 经过微分计算的区域变成面积为 S_2 的水平方向矩形 $ABC'D'$, 得到涡流磁通量 Φ_{ca} 为

$$\Phi_{ca} = B_{ca} S_2 = \frac{\pi \mu \omega}{\alpha r \oint dl} \frac{B_d r^2}{2} S_2 \quad (7)$$

分析图5(c)动态磁场感应生成的涡流磁场, 基于麦克斯韦方程组, 盘内动态磁场的感应电势 E_{id} 与感应电流 I_{id} 为

$$\begin{cases} E_{id} = - \iint \frac{\partial B_d}{\partial t} dS_3 / \oint dl \\ I_{id} = \sigma \int \left(\iint \frac{\partial B_d}{\partial t} dS_2 / \oint dl \right) dS_3 \end{cases} \quad (8)$$

由感应电流可生成大小为 H_{id} 的磁场强度, 即

可得到硅钢片切割气隙磁场时产生削弱盘内磁场的涡流磁场强度 B_{td} 与涡流磁通量 Φ_{td} 为

$$\begin{cases} \oint H_{td} dl = \iint J_{td} dS_3 = I_{td} \\ B_{td} = \frac{I_{td}}{\oint dl} \mu \\ \Phi_{td} = B_{td} S_3 \end{cases} \quad (9)$$

如图5(d)所示,气隙动态磁场的涡流磁通量 Φ_{ta} 为

$$\Phi_{ta} = B_{ta} S_4 \quad (10)$$

动态下产生的涡流磁通量 Φ_{ed} 为

$$\Phi_{ed} = \Phi_{cd} + \Phi_{ca} + \Phi_{td} + \Phi_{ta} \quad (11)$$

1.5 加载盘、铁芯磁阻

由于电磁加载装置产生的恒磁场可在空间中正交分解为水平与竖直部分,因此加载盘硅钢片在水平与垂直轧制方向上同时磁化。采用多项式指数方程拟合硅钢片在2个方向上的磁化曲线与电工纯铁DT4的磁化曲线。图6,7分别为沿轧制方向和垂直轧制方向的硅钢片磁化曲线及拟合曲线。

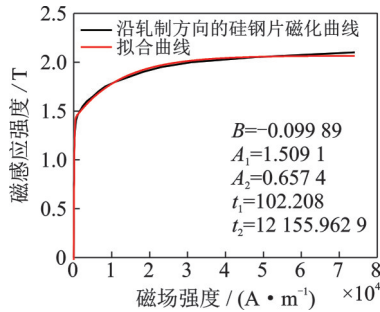


图6 沿轧制方向的硅钢片磁化曲线及拟合曲线

Fig.6 Magnetizing curve and fitted curve of silicon steel sheet along rolling direction

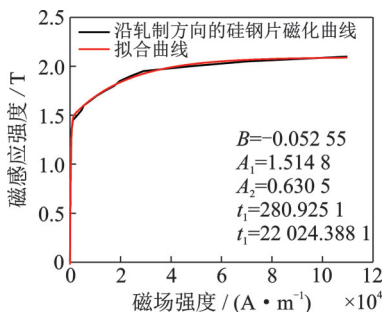


图7 垂直轧制方向的硅钢片磁化曲线及拟合曲线

Fig.7 Magnetizing curve and fitted curve of silicon steel sheet in vertical rolling direction

图8为铁芯磁化曲线及拟合曲线,拟合方程为

$$B = B + A_1 \left(1 - e^{(-H/t_1)}\right) + A_1 \left(1 - e^{(-H/t_2)}\right) \quad (12)$$

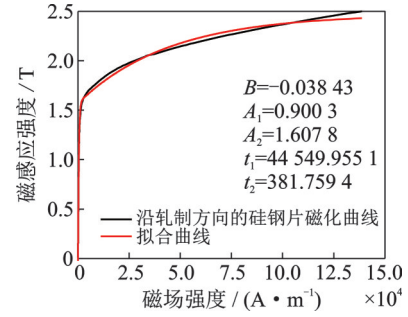


图8 铁芯磁化曲线及拟合曲线

Fig.8 Magnetizing curve and fitted curve of iron core

1.6 非线性EMCM及载荷模型

将电磁加载装置分为加载盘与电磁铁2部分建立非线性等效磁路模型,通过气隙磁通连接,得到单个电磁加载装置非线性EMCM如图9所示。图9中: $R_{3,5}, R_{3,4}$ 为盘内磁阻; $R_{5,7}, R_{2,3}, R_{4,6}$ 为气隙磁阻,其余则为铁芯磁阻;由于涡流磁场大小与主磁场、轴系转速相关,在等效磁路模型中可等效为受到磁动势所控制的受控电流源,盘内涡流磁动势为 F_{ep1} 与 F_{ep2} ;气隙涡流磁动势为 $F_{eal}, F_{eac}, F_{ear}$, 其与所切割的盘内磁场、气隙磁场方向相反,因此产生的涡流磁动势方向与主磁通方向相对,均削弱了有效磁通。

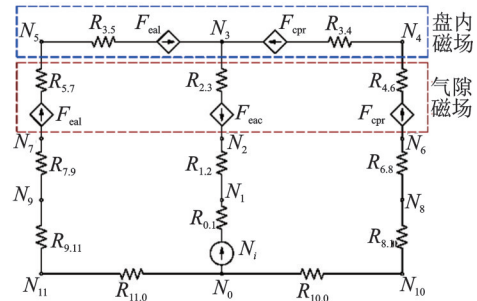


图9 单个电磁加载装置非线性EMCM

Fig.9 Non-linear EMCM of single EM loading device

电磁加载装置工作原理与磁轴承工作原理类似,因此其载荷系统方程可由磁轴承系统方程类比推导得到。采用等效磁路法建立的精确磁路对磁轴承系统方程优化,得到完整系统方程为

$$\begin{cases} m \frac{d^2 z(t)}{dt^2} = F_x(i, z) - mg - f_d(t) \\ u = Ri(t) + \frac{\mu_0 N^2 S}{2z(t)} \frac{di(t)}{dt} - \frac{\mu_0 N^2 Si(t)}{2z^2(t)} \frac{dz(t)}{dt} \\ F_x(i, z) = \frac{\mu_0 N^2 Si^2(t)}{4z^2(t)} \end{cases} \quad (13)$$

为了简化控制器设计,对式(13)进行线性化:在起始位置对其泰勒展开,忽略无穷小项,令 $K_z =$

$\frac{\mu_0 N^2 S i_0^2}{2z_0^3}, K_i = \frac{\mu_0 N^2 S i_0}{2z_0^2}$, 其中: K_z 为起始位置气隙刚度; K_i 为起始位置电流刚度; 气隙偏移量 $\Delta z = z - z_0$; 电流偏移量 $\Delta i = i - i_0$; 电压偏移量 $\Delta u = u - U_0 = u - i_0 R$ 。

动力学方程可简化为

$$m\Delta\ddot{z} = K_i\Delta i - K_z\Delta z - f_d \quad (14)$$

电磁加载装置驱动器以电流为输出量, 为进一步贴合实际工作状态, 以电流偏移量作为输入变量, 系统可以简化为一个二阶系统。选取系统状态变量为 $\mathbf{X} = (x_1, x_2)^T = (\Delta z, \Delta\dot{z})^T$, 则系统输出量为

$$\begin{cases} \Delta\dot{z} = \Delta\dot{z} \\ \Delta\ddot{z} = \frac{K_i}{m}\Delta i - \frac{K_z}{m}\Delta z - \frac{1}{m}f_d \end{cases} \quad (15)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{K_z}{m} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{K_i}{m} \end{bmatrix} \Delta i + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{f_d}{m} \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (17)$$

2 电磁特性仿真分析

2.1 仿真模型建立

2.1.1 等效磁路法 Matlab 仿真模型建立

等效磁路法 Matlab/Simulink 仿真模型如图 10 所示。将等效磁路法模型分别应用在左右两侧电磁加载装置上, 先计算某一时刻偏心量, 再计算该时刻

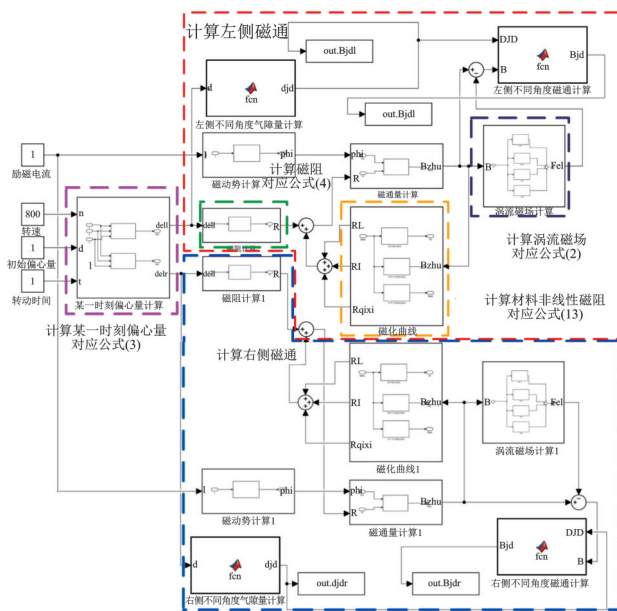


图 10 等效磁路法 Matlab/Simulink 仿真模型

Fig.10 Matlab/Simulink simulation model of equivalent magnetic circuit method

的气隙磁阻, 即图中计算某一时刻偏心量部分与计算磁阻部分。由于铁芯磁阻与加载盘磁阻非线性, 将其视为与磁通量相关的可变磁阻计算, 先由气隙磁阻与磁动势计算出此时的磁通量, 可确定当前磁通量的可变磁阻量, 经过多次迭代计算, 得到当前电流值的磁通量与总磁阻值, 即图中计算材料非线性磁阻部分。由求得的磁通量计算此时的涡流磁场值, 从而得到有效磁场值, 即图中计算涡流磁场部分。通过气隙处不同角度不同最小磁阻, 确定气隙处不同微分角的磁通密度。

2.1.2 等效磁路法有限元仿真模型建立

采用有限元软件 Ansoft Maxwell 18.2 建立加载装置三维图, 在不同励磁电流和转速下进行磁场三维模拟仿真, 并计算随气隙位置分布的电磁密度与电磁载荷大小。轴旋转时加载盘内磁场状态频繁改变, 易出现集肤效应, 对气隙两端加密划分网格。图 11 为有限元仿真模型网格划分图。

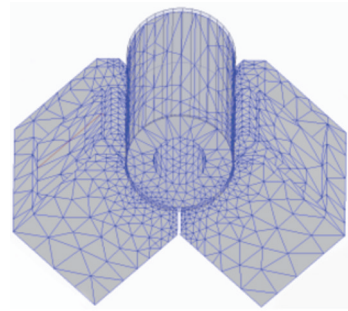


图 11 有限元仿真模型网格划分图

Fig.11 Finite element simulation model grid division

2.2 仿真结果分析

由于电磁加载装置有效载荷稳定依赖于气隙磁场稳定, 因此从初始磁通密度与具有动态偏心角度时的磁通密度两方面对等效磁路法有效性进行分析。首先, 在静止状态分别对电磁加载装置 2 个磁极在不同励磁电流下进行磁通密度仿真, 得到如图 12 所示的初始磁通密度分布图。

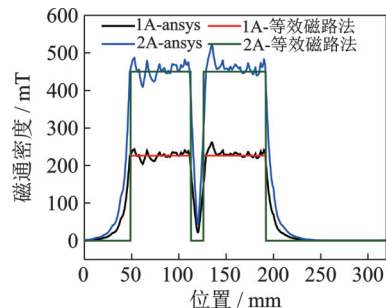
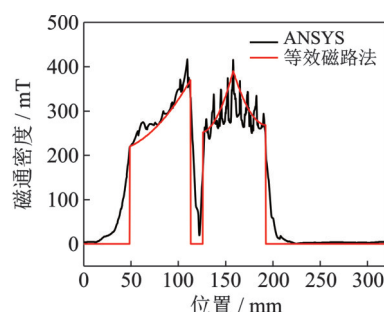


图 12 初始磁通密度分布图

Fig.12 Initial magnetic flux density distribution

图12中,初始状态(静态)下轴不具有偏心量,磁通密度分布较集中。其中:1 A电流下集中在磁通密度225 mT附近;2 A电流下集中在磁通密度458 mT附近;等效磁路法磁通密度的仿真结果分别为226 mT与450 mT,对左侧磁极的仿真误差更小,且仿真离散度更低;对低电流的仿真误差小于高电流。可见,非线性等效磁路法计算磁铁断面正对处的气隙磁通密度时具有较高准确性,与有限元法结果的均值误差不超过2.5%。

轴转速为1 000 r/min,励磁电流为1 A时分别对电磁加载装置的磁通密度用有限元仿真与等效磁路法进行模拟对比。图13为1 s后磁通密度分布图。可以看出,等效磁路法与ANSYS有限元法磁通密度分布趋势相近,但数值略高。其原因在于等效磁路模型对磁场中的高阶非线性部分进行了线性化处理。等效磁路法与有限元法模拟结果均值误差不超过1%,而有限元法由于受到高阶非线性部分模型和模型分区计算影响,在数值上分布不均导致



(d) β 轴负向偏心仿真对比图
(d) Comparison of β -axis negative eccentricity simulation

图13 1 s后磁通密度分布图

Fig.13 Magnetic density distribution after 1 s

曲线波动较大。非线性等效磁路法不仅具有与有限元法相近的分布趋势与数值结果,且得益于其对气隙的精确计算,因此每个分块区间数值较接近。

3 应用实例

为验证等效磁路模型的精确度与准确性,在如图14所示的水润滑轴承试验台上进行电磁加载力测试试验。试验工况:电机转速为0~1 500 r/min,载荷为0~3 000 N,对应励磁电流为0~3 A。分别给电磁加载装置施加阶跃与斜坡励磁电流信号,得到电磁加载力响应曲线,并与模型仿真结果对比分析。

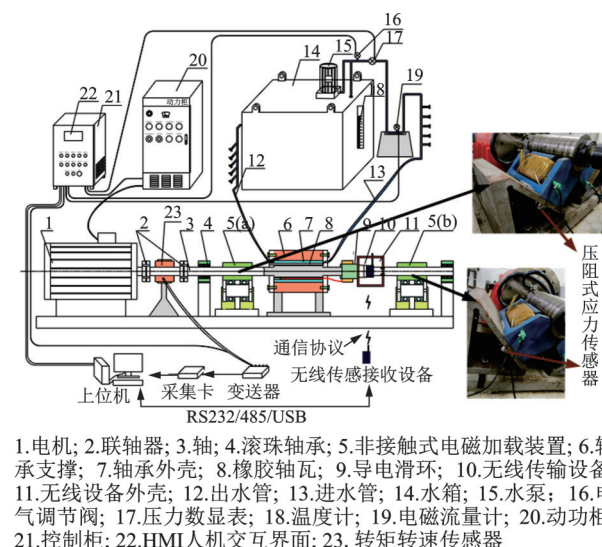
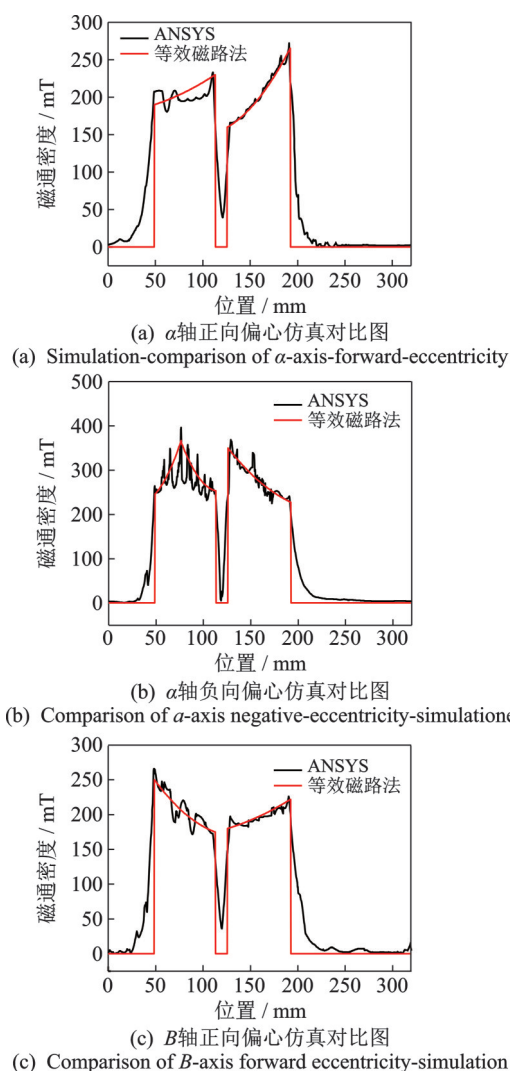


图14 水润滑轴承试验台

Fig.14 Test bench of water-lubricated bearing

分别在轴转速为800和1 000 r/min、励磁电流为1 A和2 A工况下进行试验,得到同阶跃励磁电流下和不同斜坡励磁电流下的电磁加载力曲线如图15,16所示。可以看出,仿真曲线与试验曲线一致

性较好。由于等效磁路法建模时对部分高阶项或复指数项简化处理,因此模型分析与试验结果存在一定偏差。

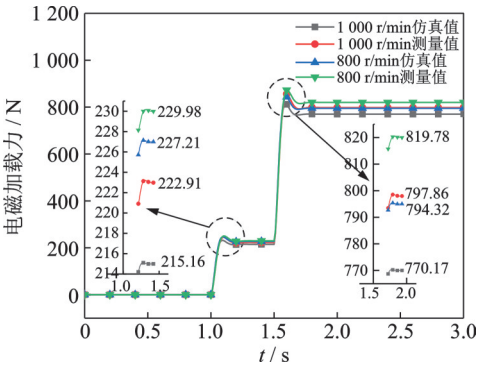


图 15 不同阶跃励磁电流下的电磁加载力曲线
Fig.15 Electromagnetic loading force curve under different step excitation currents

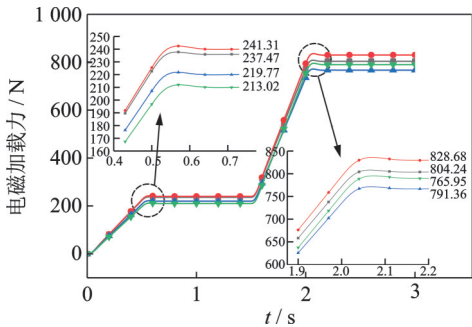


图 16 不同斜坡励磁电流下的电磁加载力曲线
Fig.16 Electromagnetic loading force curves under different ramp excitation currents

电流为 1 A 和 2 A 时加载力阶跃响应曲线参数对比分别如表 1,2 所示。表 1 中,轴转速为 1 000 r/min、电流为 1 A 时仿真值与测量值误差为 3.5%;轴转速为 800 r/min、电流为 1 A 时其误差为 1.2%。等效磁路法建立的非线性模型在响应时间上趋近试验曲线,但超调量相比试验曲线较低,幅度为 2%。电流为 1 A 下的电磁加载力阶跃响应调节时间为 0.12 s;电流为 2 A 下电磁加载力阶跃响应调节时间相差仅为 0.1 s,上升时间均低于 1 s,调节时间相近。

电流为 1 A 和 2 A 时加载力斜坡响应曲线参数对比分别如表 3,4 所示。表 3 中,不同电流下的电磁加载力调节时间,其仿真值比测量值慢 0.01 s。斜坡励磁电流下,电磁加载力曲线上升时间均大于调节时间,原因在于斜坡响应较平滑,超调量均处于较低水平,在后续上升过程中误差均不高于 2%。表 3 中,轴转速为 1 000 r/min、电流为 1 A 时其误差为

1.7%。表 4 中,轴转速为 1 000 r/min、电流为 2 A 时仿真值与测量值误差为 3.1%。经对比可以看出,非线性等效磁路模型精度高、响应速度快。

表 1 电流为 1 A 时加载力阶跃响应曲线参数对比
Tab.1 Comparison of parameters of loading force response curves at current 1 A

转速/ (r·min ⁻¹)	状态	稳态误差/%	超调量/%	调节时间/s	上升时间/s	调节时间提升/%
1 000	测量值	3.5	10.31	0.12	0.10	4.1
	仿真值		8.02	0.12	0.09	
800	测量值	1.2	8.91	0.10	0.14	10.0
	仿真值		7.89	0.11	0.10	

表 2 电流为 2 A 时加载力阶跃响应曲线参数对比
Tab.2 Parameter comparison of step response curve of loading force at current 2 A

转速/ (r·min ⁻¹)	状态	稳态误差/%	超调量/%	调节时间/s	上升时间/s	调节时间提升/%
1 000	测量值	2.7	7.54	0.13	0.10	15.4
	仿真值		5.84	0.11	0.09	
800	测量值	2.6	6.34	0.13	0.10	7.7
	仿真值		5.77	0.12	0.10	

表 3 电流为 1 A 时加载力斜坡响应曲线参数对比
Tab.3 Parameter comparison of loading force ramp response curves at current 1 A

转速/ (r·min ⁻¹)	状态	稳态误差/%	超调量/%	调节时间/s	上升时间/s	调节时间提升/%
1 000	测量值	1.7	0.042 3	0.51	0.56	2.0
	仿真值		0.104 0	0.50	0.57	
800	测量值	2.8	0.063 2	0.51	0.57	1.8
	仿真值		0.077 1	0.52	0.57	

表 4 电流为 2 A 时加载力斜坡响应曲线参数对比
Tab.4 Parameter comparison of step response curve of loading force at current 2 A

转速/ (r·min ⁻¹)	状态	稳态误差/%	超调量/%	调节时间/s	上升时间/s	调节时间提升/%
1 000	测量值	3.1	0.513	0.51	0.57	2.0
	仿真值		0.725	0.52	0.58	
800	测量值	2.9	0.594	0.52	0.57	1.9
	仿真值		0.691	0.51	0.56	

4 结 论

1) 等效磁路法模型计算气隙磁场分布,与有限元法仿真相比,其静态均值误差低于 2.5%,动态均

值误差低于1.2%。等效磁路法能够保证在每个分块区间上与实际数值较接近;有限元法由于受到高阶非线性部分模型影响,其在数值上分布不均,导致曲线波动较大。

2) 载荷模型计算在不同工况下电磁加载力时其稳态误差小于3.5%,阶跃响应调节时间为0.12 s,斜坡响应稳态误差较低,调节时间与设定信号爬升时间相近。等效磁路法建立的非线性模型在响应上趋近试验曲线,超调量相比试验曲线较低,幅度在2%左右,调节时间均相近,电流为1 A下的阶跃响应调节时间为0.12 s,电流为2 A下阶跃响应调节时间相差仅为0.1 s,上升时间均低于1 s。斜坡响应试验中,不同电流的调节时间均为0.5 s,且仿真值相较测量值低0.1 s,与信号上升时间相近,且均长于调节时间,在上升中误差均不高于2%。

参 考 文 献

- [1] TARAN N, HEINS G, RALLABANDI V, et al. Evaluating the effects of electric and magnetic loading on the performance of single- and double-rotor axial-flux PM machines [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2020, 56(4): 3488-3497.
- [2] SIKORA B M, PILAT A K. Analytical modeling and experimental validation of the six pole axial active magnetic bearing [J]. Applied Mathematical Modelling, 2022, 104: 50-66.
- [3] LI Z, LIU L, XING X, et al. Electromagnetic characteristics and modal analysis of multi-DOF motors with air-floatation [J]. IEEE Access, 2022, 10: 53164-53174.
- [4] NEVARANTA N, JAATINEN P O, VUOJOLAINEN J, et al. Adaptive MIMO pole placement control for commissioning of a rotor system with active magnetic bearings [J]. Mechatronics, 2020, 65: 102313.
- [5] 邱荣华, 刘宏昭. 高速电主轴非接触电磁加载装置设计与实现 [J]. 中国机械工程, 2014, 25(8): 1027-1032.
QIU Ronghua, LIU Hongzhao. Design and implementation of high speed motorized spindle's non-contact electromagnetic loading system [J]. China Mechanical Engineering, 2014, 25(8): 1027-1032. (in Chinese)
- [6] 王楠, 袁哲, 江帆, 等. 水润滑轴承加载装置电磁力动态变化机理研究 [J]. 振动、测试与诊断, 2022, 42(1): 161-168.
WANG Nan, YUAN Zhe, JIANG Fan, et al. Dynamic variation mechanism of electromagnetic force for loading device of water-lubricated bearing [J]. Journal of Vibration, Measurement & Diagnosis, 2022, 42(1): 161-168. (in Chinese)
- [7] WANG Z, LI Y, DU J, et al. Analytical calculation for multilayer rotor eddy current losses of high-speed permanent magnet machines [J]. IEEE Transactions on Electrical and Electronic Engineering, 2022, 17(4): 601-610.
- [8] 叶品州, 李红伟, 于文涛, 等. 考虑材料非线性及涡流影响的径向电磁轴承等效磁路建模 [J]. 电工技术学报, 2020, 35(9): 1858-1867.
YE Pinzhou, LI Hongwei, YU Wentao, et al. Equivalent magnetic circuit modeling of radial active magnetic bearing considering material nonlinearity and eddy current effects [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(9): 1858-1867. (in Chinese)
- [9] 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): 1596-1605.
ZHONG Zhixian, CAI Zhonghou, QI Yanying, et al. Decoupling design and analysis of a new radial hybrid magnetic bearing [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(4): 1596-1605. (in Chinese)
- [10] LI Z, ZHOU S, XIAO Y, et al. Sensorless vector control of permanent magnet synchronous linear motor based on self-adaptive super-twisting sliding mode controller [J]. IEEE Access, 2019, 7: 44998-45011.
- [11] 竺志大, 王文军, 寇海江, 等. 磁悬浮轴承多自由度转子系统的协同控制建模与仿真研究 [J]. 机械工程学报, 2021, 57(17): 173-184.
ZHU Zhida, WANG Wenjun, KOU Haijiang, et al. Research on modeling and simulation of cooperative control for multi-degree-of-freedom rotor system of magnetic bearing [J]. Journal of Mechanical Engineering, 2021, 57(17): 173-184. (in Chinese)
- [12] 禹春敏, 邓智泉, 梅磊, 等. 基于精确磁路的新型混合型轴向-径向磁悬浮轴承研究 [J]. 电工技术学报, 2021, 36(6): 1219-1228.
YU Chunmin, DENG Zhiqun, MEI Lei, et al. Research of new hybrid axial-radial magnetic bearing based on accurate magnetic circuit [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(6): 1219-1228. (in Chinese)



第一作者简介:王楠,男,1983年12月生,博士、副教授。主要研究方向为机电设备智能监测与控制、无线传感网络技术及应用。曾发表《水润滑轴承加载装置电磁力动态变化机理研究》(《振动、测试与诊断》2022年第42卷第1期)等论文。

E-mail: heroyoyu@126.com