

文章编号: 2095-2163(2021)04-0057-06

中图分类号: TH133

文献标志码: A

电磁轴承定子磁极不同拓扑结构的磁场分析

王佳良, 蒋科坚

(浙江理工大学 信息学院, 杭州 310018)

摘要: 当电磁轴承设计有容错要求时, 往往采用磁极独立驱动的方案, 磁极的拓扑结构体现更加复杂多样化。本文以 8 极结构独立驱动的径向电磁轴承为研究对象, 对电磁轴承定子本体模型进行网格剖分, 以变分原理和分片差值为基础的数值分析, 来确定网格内各点的矢量磁位, 得到了不同拓扑结构(全 N(S) 型、NSNS 型和 NNSS 型)下, 电磁轴承定子磁极磁场分布, 给出了这 3 种拓扑结构下转子和定子的二维磁力线分布图、磁通密度分布图以及转子和定子间气隙的磁密波形图, 从而以磁场分布的角度, 分析这 3 种拓扑结构电磁轴承对转子稳定悬浮的影响。

关键词: 电磁轴承; 容错控制; 拓扑结构; ANSYS; 磁场

Magnetic Field Analysis of AMB with Different Magnetic Pole Topologies for Fault-tolerant

WANG Jialiang, JIANG Kejian

(College of Information and Technology, Zhejiang Sci-Tech University, Hangzhou 310018, China)

[Abstract] When the electromagnetic bearing design has the requirement of fault tolerance, the scheme of independent drive of magnetic poles is often adopted, and the topology of magnetic poles is more complex and diversified. 8 pole structure based on the independent drive radial electromagnetic bearing as the research object, the magnetic bearing stator grid subdivision ontology model, based on the variational principle and divided difference of numerical analysis, to determine the vector magnetic potential of each point in the grid, the different topology (total N(S), NSNS and NNSS), electromagnetic bearing rotor pole magnetic field distribution of the three kinds of topology structure is given under the two-dimensional magnetic line of force distribution of the stator and rotor, the magnetic flux density distribution and the air gap between rotor and stator flux density waveform figure, with the Angle of the magnetic field distribution, The influence of the three topological electromagnetic bearings on the stable suspension of rotor is analyzed.

[Key words] Active magnetic bearing(AMB); Fault-tolerant; Topologies; ANSYS; Magnetic field

0 引言

主动电磁轴承(Active magnetic bearings, AMB, 以下简称电磁轴承)能通过可控的电磁力将转子稳定悬浮在期望位置, 以达到类似传统轴承的转子支承效果。由于其无需润滑、无摩擦损耗、高转速等优点, 并且在转子运行中, 可以通过控制器实时控制转子振动, 以提高系统稳定性。电磁轴承已经成为轴承在高端应用中一种理想的解决方案, 受到越来越广泛的关注。

差动控制结构是传统 8 极径向电磁轴承最常用的磁极驱动拓扑结构, 如图 1 所示。定子有 8 个定子极, 两个相邻定子极的绕组两两串联, 形成 4 个 C 型磁极对, 磁极对产生的电磁力能控制转子在径向

上 x 和 y 轴正反 4 个方向的悬浮。但是, 此结构下的转子悬浮控制需要驱动 8 个磁极、4 个控制回路同时工作, 只要一个磁极出现故障, 就会失去一个方向的电磁力, 从而引起转子跌落事故。如何使电磁轴承系统在可预见故障下容错运行, 提升运行可靠性是电磁轴承技术走向成熟的必然研究需求。

为了提高电磁轴承工作的可靠性, 各种容错设计方法被提出。其中, 文献[1-3]提出了电磁轴承绕组驱动的容错方法, 在业内受到了较多关注。把传统差动结构的 4 个磁极对, 拆分成 8 个独立的磁极, 磁极绕组独立驱动, 如图 2 所示。当其中一个或多个磁极驱动回路发生故障时, 可以将故障磁极的电磁力重新分配到其他正常绕组承担, 维持转子基本的悬浮状态, 从而赢得转子降速的时间, 消除或减

基金项目: 国家自然科学基金(11272288); 浙江省自然科学基金(LY18E050017)。

作者简介: 王佳良(1993-), 男, 硕士研究生, 主要研究方向: 电磁轴承容错控制; 蒋科坚(1972-), 男, 博士, 教授, 主要研究方向: 电磁轴承技术、转子动力学、振动主动控制等。

通讯作者: 蒋科坚 Email: jkjozju@163.com

收稿日期: 2020-12-28

轻转子在高速悬浮失控造成事故的损失。然而,由于电磁轴承电磁力的强非线性和磁极间的磁耦合,造成磁极产生的电磁力和驱动电流之间没有很好的线性对应关系。并且,即使在同一电磁轴承,根据磁极驱动不同的拓扑结构,其磁极间磁耦合情况也大相径庭。因此,研究电磁轴承在不同的磁极拓扑结构下的磁耦合问题,是电磁轴承容错设计研究的重要问题。

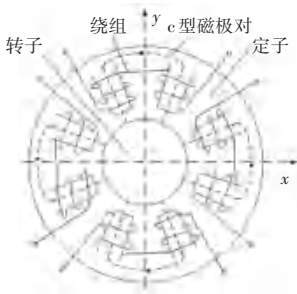


图1 传统8极电磁轴承差动控制的定子结构

Fig. 1 Stator structure for differential control of 8-pole AMB

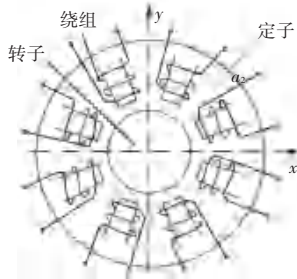


图2 容错设计下的8极独立定子结构

Fig. 2 Independent stator structure for fault tolerant control of 8-pole AMB

Maslen 等提出的广义偏流线性化的方法^[1],成为电磁轴承容错控制的重要理论,国内外学者在传感器、控制器、执行器等容错控制方面进行了研究。文献[4]中采用拉格朗日乘法,计算出四磁极结构永磁体电磁轴承的电流分配矩阵。当任何一个磁极发生故障时,根据此电流分配矩阵会产生正常工作时相同的电磁力,实现了电磁轴承绕组的容错控制。Na 等^[5]在对径向电磁轴承容错控制的试验研究中发现,8极电磁轴承在最多有5个绕组控制回路同时故障的情况下,可以实现容错控制;Cheng 等^[6-7]针对有源径向电磁轴承系统提出了一种紧耦合冗余控制策略,有效减小了强/弱耦合情况下分流系数对电磁力的影响;吴步洲等^[8]根据在广义偏流线性化理论将多极独立驱动的径向电磁轴承电磁力线性化的基础上,提出基于控制器重构的容错方案,该方案考虑了磁路间的耦合,对不同磁极结构的电磁轴承具有普遍适用性;崔东辉等^[9]针对强耦合结

构的径向电磁轴承,提出了坐标变换法的执行器容错控制方法,减少了电流分配矩阵的数量;韩辅君等^[10]通过磁路分析和力不变原理,根据永磁偏置径向磁轴承在一路线圈或相应功放系统故障情况与正常工作情况下控制电流的关系,求得电流分配矩阵;段焱等^[11]利用类似牛顿-拉普逊的数值方法,求得电流分配矩阵并搭建模型,实现在5种磁极故障模式下转子的悬浮;耿青玲等^[12]提出了力平衡法电流重构方法,并在12磁极弱耦合径向轴承上进行仿真分析。

为了分析定子磁极不同拓扑结构的电磁轴承对转子稳定悬浮的影响,本文以8磁极电磁轴承为研究对象,在ANSYS软件上搭建二维实物模型,并根据全N(S)型、NSNS型和NNSS型拓扑结构电磁轴承的要求,把相同幅度的静态电流加在绕组上,从而得到3种拓扑结构下电磁轴承的磁力线分布图、磁通密度分布图以及转子和定子间气隙的磁密分布图。根据磁场分布情况,对比分析这3种拓扑结构电磁轴承对转子悬浮的影响。

1 有限元基本理论及铁芯模型仿真

1.1 有限元分析基本理论

对电磁轴承本体模型的磁场仿真,其数学理论依据是麦克斯韦方程组。其主要方法是在一定的边界条件下,通过网格剖分把模型划分为一个个域,通过以变分原理和分片差值为基础的数值分析方法,根据给定的激励,计算出求解域内各个点的矢量磁位。麦克斯韦方程组为:

$$\int_r \mathbf{H} \times d\mathbf{l} = \iint_{\Omega} \left(\mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \right) \cdot d\mathbf{S}, \quad (1)$$

$$\int_r \mathbf{E} \times d\mathbf{l} = \iint_{\Omega} \left(\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \right) \cdot d\mathbf{S}, \quad (2)$$

$$\oint_s \mathbf{D} \cdot d\mathbf{S} = \iiint_v \rho \cdot dV, \quad (3)$$

$$\oint_s \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S} = 0. \quad (4)$$

式(1)–式(4)的微分形式分别如下所示:

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t},$$

$$\nabla \times \mathbf{E} = \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t},$$

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho,$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0.$$

式中: \mathbf{H} 为磁场强度矢量; \mathbf{J} 为总电流密度矢量; \mathbf{E} 为电场强度矢量; \mathbf{D} 为电位移矢量; \mathbf{B} 为磁感应强度矢

量; ρ 为电荷密度; $\nabla \times$ 为旋度算子; $\nabla \cdot$ 为散度算子。

本文采用二维静态磁场进行仿真分析。而在静态磁场中,磁场强度满足安培环路定理,具体过程如下:

$$\mathbf{J}(x,y) = \nabla \times \mathbf{H}$$

$$\because \nabla \times \mathbf{B} = 0, \mathbf{H} = \frac{\mathbf{B}}{\mu_r \mu_0} \text{ 且 } \mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A}(x,y)$$

$$\therefore \mathbf{J}(x,y) = \nabla \times \frac{1}{\mu_r \mu_0} (\nabla \times \mathbf{A}(x,y)) \quad (5)$$

式中: $A(x,y)$ 为矢量磁位轴分量, $J(x,y)$ 为电流流动截面电流密度, μ_r 为材料的相对磁导率, μ_0 为真空中的磁导率。

从式(5)中可以看到,通过给定的激励 $J(x,y)$,静磁场求解器根据有限元数值计算的方法,计算出求解域内各个点的矢量磁位 $A(x,y)$,进而通过麦克斯韦方程即可求得静磁场磁感应强度和磁场强度等物理量,图形界面则根据此物理量直观的显示出来。

1.2 圆柱形铁芯产生磁场的解析

通过对圆柱形铁芯的磁场分布进行仿真分析,为下一步进行电磁轴承模型仿真提供基础。

1.2.1 单铁芯

单圆柱形铁芯产生的磁场,如图3所示。在只有单个铁芯时,磁力线成碟形分布,大部分磁力线在铁芯两边空气中各形成一个回路。

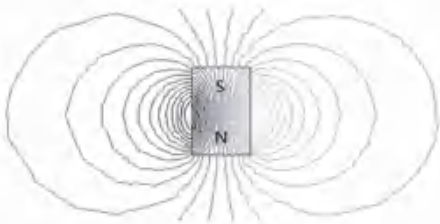


图3 单铁芯磁场分布

Fig. 3 Magnetic field distribution of single iron core

1.2.2 极性相反的两个铁芯

两个靠近的极性相反铁芯的情况如图4所示。磁力线在两个铁芯之间形成回路,在铁芯中部侧面有部分磁力线直接通过空气形成回路。

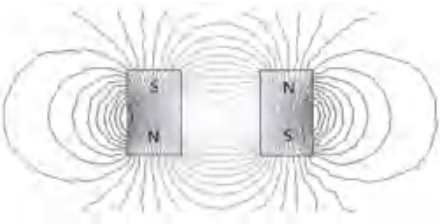


图4 极性相反的两个铁芯磁场分布

Fig. 4 Magnetic field distribution with opposite polarity

1.2.3 极性相同的两个铁芯

如图5所示,两个极型相同铁芯间基本没有耦合,磁力线各自形成回路,在磁路饱和前,相互间的影响非常小。

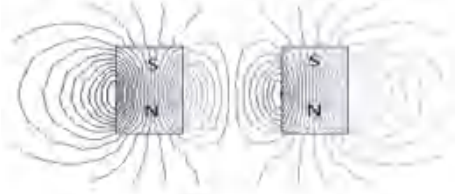


图5 极性相同的两个铁芯磁场分布

Fig. 5 Magnetic field distribution with same polarity

需要特别说明的是,对于磁极而言,只有从磁极端面出来的磁力线才能形成有效的磁通,而从侧面直接形成回路的磁力线被视为漏磁。

2 八极电磁轴承定子的磁场解析

2.1 模型对象介绍

本文以实验室某8磁极电磁轴承实物进行建模分析。转子设计尺寸为:直径22.4毫米,重量9.92 kg的圆形铁芯;定子由30片外圆直径105 mm,内圆直径76 mm的圆环形硅钢片叠加而成,每片厚度为1 mm;8个定子上分别缠绕100匝0.51 mm线径的线圈。其具体设计尺寸如图6所示。

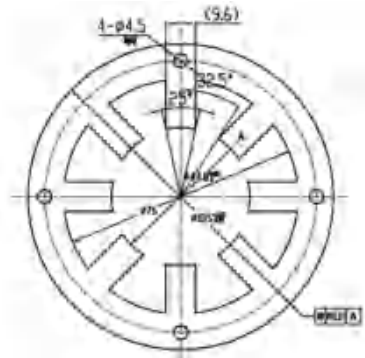


图6 定子的设计尺寸图(单位:mm)

Fig. 6 Design size drawing of the stator (unit: mm)

各部件名称及材料信息见表1。

表1 电磁轴承基本参数

Tab. 1 Basic parameters of AMB

| 参数名称 | 材料 |
|------------|-----|
| 转子 | 冷轧钢 |
| 定子 | 硅钢片 |
| 线圈 | 铜 |
| 气隙(0.4 mm) | 空气 |

2.2 磁轴承模型磁场仿真与分析

利用ANSYS软件搭建模型,主要步骤为:建模、定义材料参数、设置边界条件和网格划分。首先根

据图 6 要求搭建电磁轴承模型,并按表 1 的参数定义材料;在外部施加磁通量平行于模型的边界条件;因对实物模型没有特殊要求,本文根据实际精度要求,选择合理的参数条件后对模型进行网格剖分,并在线圈上根据全 N 型、NSNS 型和 NNS 型 3 种拓扑结构,分别接通幅度为 1A 的静态电流;最后通过后处理模块查看和分析磁场分布结果。

2.2.1 全 N 型拓扑结构磁场分析

从图 7 可知,在全 N 型(全 S 型同理可得)拓扑结构电磁轴承中,因其任意相邻的两个磁极极性都相同,所以磁力线分布与图 5 极性相同铁芯磁场分布情况相似。每个磁极上的磁力线都从磁极中出来后经过空气各自形成回路,磁极之间基本没有耦合存在。



图 7 全 N 型拓扑结构磁力线分布图

Fig. 7 Magnetic field distribution with full N type

从图 8 可知,在全 N 型拓扑结构中,虽然磁极之间基本没有耦合存在,但因为大部分磁力线直接在空气中形成回路,所以全 N 型电磁轴承在整个模型中的磁通密度很小,导致定子对转子产生的电磁吸力较小,漏磁较多,驱动电流转化为有效电磁力的效率较低。

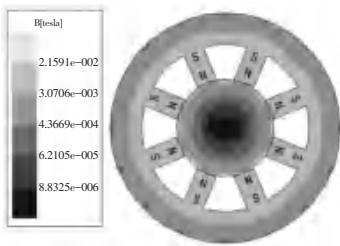


图 8 全 N 型拓扑结构磁通密度分布图

Fig. 8 Magnetic induction intensity vector diagram with full N type

图 9 为全 N 型定子和转子之间的气隙磁密波形图。由此可以清晰地看到,在磁极端面上,气隙中的有效磁通密度为+0.0032T,且较为平滑,而在两个磁极间隙中的最大磁通密度也达到-0.0056T。电磁轴承的磁极驱动电流能直接控制磁极端面上气隙的磁通,而对两个磁极间隙的磁通无法控制,可以理解

为干扰磁通。干扰磁通与磁极端面磁通都可以形成电磁力,而且在同一个数量级上。因此,全 N 型拓扑结构两个磁极间隙的干扰磁通会给转子的稳定悬浮带来较大影响。

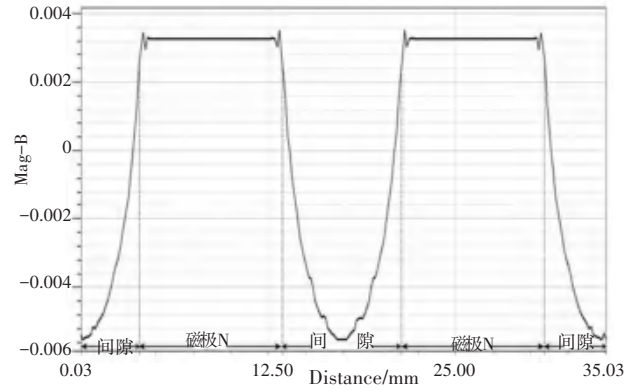


图 9 全 N 型拓扑结构气隙磁密波形图

Fig. 9 Magnetic density distribution with full N type

2.2.2 NSNS 型拓扑结构分析

从图 10 可知,在 NSNS 型拓扑结构中,任意相邻两个磁极上的磁力线与图 4 极性相反铁芯磁场分布情况相似。因相邻磁极之间都是强耦合,磁力线从磁极端面出来后与两边相邻磁极形成两个蝶形回路。大部分磁力线穿过定转子之间的气隙,进入转子,又穿过相邻磁极的定转子气隙进入两边相邻的磁极,形成回路。磁极端部边缘仅有一小部分磁力线直接通过空气在相邻两个磁极间形成回路,产生少量的漏磁。因磁力线基本全部通过定转子和气隙,在空气中形成微量的回路。



图 10 NSNS 型拓扑结构磁力线分布图

Fig. 10 Magnetic field intensity in air gap with full N type

从图 11 NSNS 型磁通密度分布图可以看到,在整个模型中的磁通密度比全 N 型的磁通密度大,在磁极端面上磁通密度要大一到两个数量级。所以,NSNS 型的电流转化为有效电磁力的效率比全 N 型高很多。从图 12 NSNS 型定子和转子之间气隙的磁密波形图可以看到,磁极 N 和磁极 S 间隙中的磁通密度迅速的下降到 0,说明磁极间隙中的干扰磁

通很少。因此,对转子悬浮的干扰相对较小。

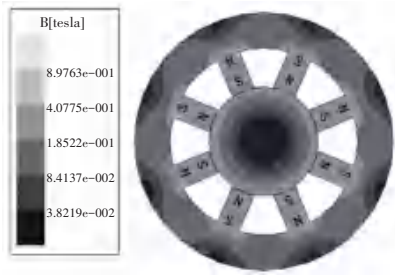


图 11 NSNS 型拓扑结构磁通密度分布图

Fig. 11 Magnetic field distribution with NSNS type

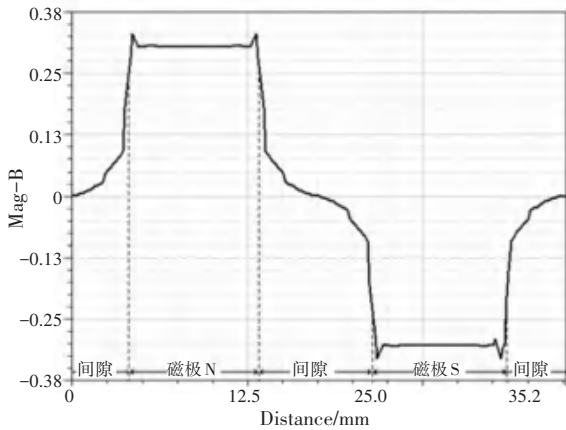


图 12 NSNS 型拓扑结构气隙磁密波形图

Fig. 12 Magnetic induction intensity vector diagram with NSNS type

2.2.3 NNSS 型拓扑结构分析

在 NNSS 型拓扑结构中,磁力线直接在两个不同极性的磁极之间形成回路,因此磁极只与一侧的异性磁极有磁力线回路,与另一侧同极性则无。如图 13 所示,其分别形成 4 个磁力线回路,且回路之间基本不存在耦合。实际上,间隔较远的异性磁极之间也有漏磁回路,只是量太小,图中并未显示。NNSS 型 X 和 Y 方向的电磁力之间耦合很小,方便了电磁轴承的控制。



图 13 NNSS 型拓扑结构磁力线分布图

Fig. 13 Magnetic density distribution with NSNS type

从图 14 可以看到,NNSS 型磁极端面的磁通密度大约是 NSNS 型的 1.3 倍。因此,NNSS 型的电流转化为有效电磁力的效率比 NSNS 型更高。从图 15

NNSS 型定子和转子之间的气隙磁密波形图可以看到,异性磁极之间的间隙磁通密度下降到 0 点,与 NSNS 的情况相同;同性磁极之间的间隙磁通密度下降接近 0,磁通未到 0,说明稍有漏磁。因此,理论上,同性磁极间隙存在的干扰磁通会产生干扰电磁力,影响转子高速旋转的稳定。从图 15 的情况来看,干扰磁通为磁极端面磁通的 5% 左右,还是比较小的。

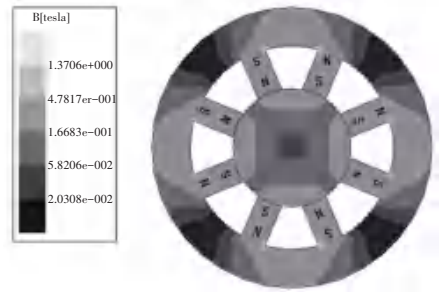


图 14 NNSS 型拓扑结构磁通密度分布图

Fig. 14 Magnetic field intensity in air gap with NSNS type

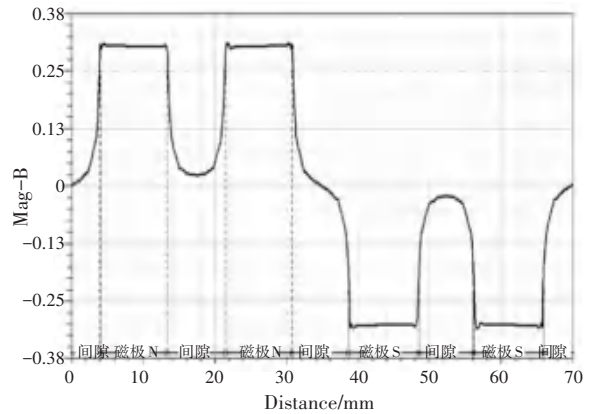


图 15 NNSS 型拓扑结构气隙磁密波形图

Fig. 15 Magnetic field distribution with NNSS type

3 结束语

通过 ANSYS 软件,对容错设计下 8 磁极独立驱动的全 N 型、NSNS 型和 NNSS 型这三种拓扑结构的电磁轴承定子磁场进行有限元分析,得到如下结论:

(1) 全 N(S) 型拓扑结构的电磁轴承磁极间的耦合虽然较小,但大部分磁力线直接在空气中形成回路,使得驱动电流转化为有效电磁力的效率较低;而且,全 N(S) 型磁极间隙中存在的干扰磁通,会给转子的悬浮稳定带来较大影响。

(2) NSNS 型在磁极端面上的磁通密度比全 N(S) 型要大一到两个数量级,电流转化为有效电磁力的效率比全 N 型高。NSNS 型磁极间的耦合性最强,但磁极间隙中存的干扰磁通最小。

(下转第 64 页)