

谷爱昱, 乐敏, 龙晓斌, 等. 基于等效磁网络法的盘式双向磁链横向磁通电机建模分析[J]. 广东工业大学学报, 2025, 42(5): 49–57. doi: 10.12052/gdutxb.240057.
Gu Aiyu, Le Min, Long Xiaobin, et al. Modeling and analysis of bidirectional flux linkage transverse flux disc motor based on equivalent magnetic network method[J]. Journal of Guangdong University of Technology, 2025, 42(5): 49–57. doi: 10.12052/gdutxb.240057.

基于等效磁网络法的盘式双向磁链横向磁通电机建模分析

谷爱昱¹, 乐敏¹, 龙晓斌², 黄国浩¹, 张登书¹

(1. 广东工业大学 自动化学院, 广东 广州 510006; 2. 中科智能制造研究院, 广东 中山 528400)

摘要: 针对横向磁通电机漏磁大、转矩品质差以及建模阶段电磁参数设计难度大、耗时长等问题, 提出一款新型盘式双向磁链横向磁通电机并建立一种快速便利求解该电机电磁参数的动态磁网络模型。首先, 介绍了电机拓扑结构及工作原理; 其次, 根据该电机周期内空载磁场变化情况建立对应的等效磁网络模型, 解析计算对应模型并以此推导磁链及空载反电动势理论公式, 对比模型解析与有限元仿真结果以验证其准确性; 再次, 对比分析单向磁链横向磁通盘式电机的磁场、磁链、空载反电动势以及负载转矩, 突出所提结构的优势; 最后, 通过一台样机进行实验测试, 验证所提电机结构的合理性及等效模型的有效性。

关键词: 盘式电机; 双向磁链; 横向磁通; 等效磁网络

中图分类号: TM351

文献标志码: A

文章编号: 1007-7162(2025)05-0049-09

Modeling and Analysis of Bidirectional Flux Linkage Transverse Flux Disc Motor Based on Equivalent Magnetic Network Method

Gu Aiyu¹, Le Min¹, Long Xiaobin², Huang Guohao¹, Zhang Dengshu¹

(1. School of Automation, Guangdong University of Technology, Guangzhou 510006, China; 2. Zhong Ke Intelligent Manufacturing Institute, Zhongshan 528400, China)

Abstract: In order to solve the problems of large magnetic flux leakage, poor torque quality, difficult and time-consuming design of electromagnetic parameters in the modeling stage, a new type of disc bidirectional flux transverse flux motor is proposed, and a dynamic magnetic network model for solving the electromagnetic parameters of the motor is established. Firstly, the topology and working principle of the motor are introduced, secondly, the corresponding equivalent magnetic network model is established according to the change of the no-load magnetic field in the electric cycle of the motor, the corresponding model is analyzed and calculated, and the theoretical formulas of flux and no-load back electromotive force are derived, and the model analysis and finite element simulation results are compared to verify its accuracy. Finally, a prototype is fabricated and experimentally tested to verify the rationality of the proposed motor structure and the effectiveness of the equivalent model.

Key words: disc motors; bidirectional flux linkage; transverse flux; equivalent magnetic network

横向磁通电机(Transverse Flux Motor, TFM) 因其绕组与定子齿相互垂直的特点, 使其电、磁路在空间相互上解耦, 既解决了绕组和定子齿空间位置上互相制约的问题, 又提高了转矩密度和功率密度, 极易被设计成多相、多极结构, 适用于直驱低速大转矩、风力发电、工业机器人等应用场合^[1-2]。但传统的TFM存在着槽口大、漏磁严重、功率因数较低等问题。

为改善传统TFM的不足, 国内外相关方面专家学者对TFM进行深入研究, 并在传统TFM基础上提出了许多新型结构。Yamamoto等^[3]提出C型定子的横向磁通盘式电机(Transverse Flux Disc Motor, TFDM), 该电机采用梯形电枢绕组和叠压定子结构, 改善了转矩品质, 与传统的TFM相比有较大优势, 但其加工和安装难度大。Hieke等^[4]提出一种U型定子的盘式两

收稿日期: 2024-04-30 录用日期: 2024-06-20 网络首发日期: 2025-06-03

基金项目: 国家自然科学基金青年基金资助项目(62103109); 广州市开发区科技计划项目(2018GH13)

作者简介: 谷爱昱(1970–), 女, 教授, 博士, 主要研究方向为电机及其系统的设计与控制, E-mail: guay@gdut.edu.cn

相横向磁通电机,该电机2个U型定子间放置I型铁心,减少了电机损耗,但其转矩脉动较大。国内学者吴巧变等^[5]提出了一种新型圆盘横向磁通无刷电机,定子采用软磁复合材料(Soft Magnetic Composites, SMC)代替传统硅钢片,改善了电机漏磁严重和转矩波动大的情况。但该电机存在定子铁心磁导率、功率因数低等问题。张文晶等^[6]提出一款U型定子铁心的TFDM,使电机的装配工艺更加简易,然而其转矩密度提升效果不明显,电机空间利用率较低。文献^[7]在U型定子TFDM的基础上提出多层绕组单向磁链TFDM(Unid-TFDM),一定程度上提高了电机槽满率和转矩密度,但其电磁路相互制约、漏磁较大。

在电机设计初期,为分析电机电磁性能,多数学者通常采用计算精度高、计算结果准确的有限元分析法(Finite Element Method, FEM)^[8-9],但FEM对计算机配置要求高且耗费时间长,不利于设计初期电机结构参数的改进和优化^[10]。与FEM相比,等效磁网络(Equivalent Magnetic Network, EMN)法结合了FEM和磁路法的特点,通过对电机磁路的精确模拟,快速求解电机磁场参数,既能保证计算精度和计算结果准确度,又能够大幅度减少计算时间,是适用于电机设计初期的磁场近似计算方法,为电机初始设计提供了极大的便利^[11-12]。文献^[13]提出了磁通切换电机的非线性磁网络结构,在考虑到磁场饱和情况下,在原始模型基础上又提出2种改进模型,使计算精度得到提高。但所提出的模型对绕组电感计算结果与FEM相比存在一定误差。文献^[14]提出笼型转子的无刷双馈电机动态EMN模型,以此来分析电机在不同工况的运行特性,并用FEM结果和实验数据进行验证,证明了所提出模型的正确性。文献^[15]提出饱和偏移、不均匀的EMN模型,根据EMN模型对非线性磁导、空载磁场进行求解,计算精度相比于传统的EMN模型有所提高,但提高幅度不大。

本文提出一款双向磁链横向磁通盘式电机(Bidirectional Flux Linkage Transverse Flux Disc Motor, Bid-TFDM)。首先,介绍了Bid-TFDM的拓扑结构和工作原理;其次,研究Bid-TFDM在空载转动过程中磁网络变化情况,建立并解析对应的EMN模型,计算不同磁网络模型的定子铁心磁通和推导磁链及空载反电动势计算公式,比对EMN模型解析与3D FEM仿真结果;再次,对比Bid-TFDM、Unid-TFDM空载状态下磁场、磁链、反电动势以及负载转矩,突出所提结构的优势;最后制作Bid-TFDM样机并搭建平台进行测试,通过实验结果验证Bid-TFDM

结构合理性和EMN模型的正确有效性。

1 Bid-TFDM拓扑结构及工作原理

1.1 拓扑结构

Bid-TFDM的整体结构主要由定子、电枢绕组、永磁体(NdFeB)以及转子圆盘(Q235)组成,如图1(a)所示。定子部分由48块沿圆周方向均匀排布的定子铁心单元构成,其中相邻2块定子铁心结构相同,排列次序相反,各个定子铁心之间相互独立。为改善Unid-TFDM存在转矩密度低且漏磁较大等问题,在其基础上提出Bid-TFDM,即在相邻两定子铁心垂向磁轭加入一个共用绕组,如图1(c)~(d)所示。电机运行过程中,与共用绕组相交的磁链方向在相邻两定子铁心中方向相反。Bid-TFDM定子结构与Unid-TFDM相似,两者加工生产难度相当且都方便绕组线圈绕制。

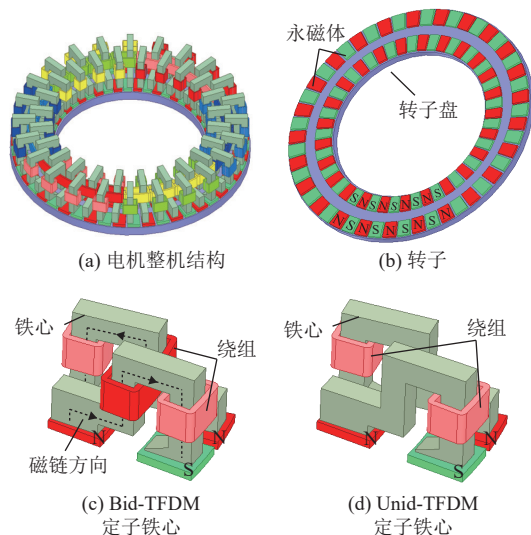


图1 拓扑结构

Fig.1 Topology

转子由扇形永磁体(NdFeB)和导磁圆盘(Q235)结构组成,如图1(b)所示,转子圆盘沿周向排布有内外两层永磁体,将径向内外两块极性相反的永磁体归为一永磁体组,则Bid-TFDM共有50组永磁体组构成。

1.2 工作原理

由图2(a)的电机周向剖面图可知,当Bid-TFDM运行时主磁通路径从N极永磁体出发,经过气隙、定子极身、气隙、S极永磁体、转子圆盘,最后再回到N极永磁体。相邻定子块内磁通方向相反,但因相邻两定子铁心在周向排列次序相反,使得垂向磁轭段与中间绕组链的磁通方向相同。电机运行过程中转子与定子铁心主磁通路径垂直且磁通大小按一定规

律变化,使得绕组线圈相交链变化而产生感应电动势。绕组线圈通入电流形成旋转磁场与永磁体产生的磁场相互作用,产生电磁转矩驱动转子旋转。假设忽略永磁体自身漏磁、极间漏磁以及转子盘磁导,则单个定子铁心空载状态下径向等效磁路简化模型如图2(b)所示。

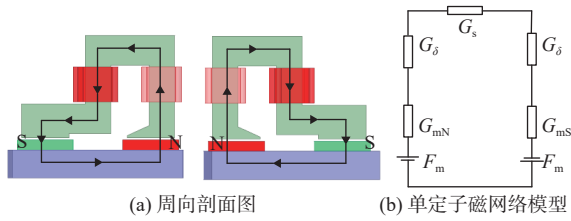


图2 电机周向剖面图及单定子磁网络模型

Fig.2 Circumferential profile of the motor and the magnetic network model of a single stator

2 等效磁网络模型及空载反电动势计算

2.1 Bid-TFDM等效磁网络模型

Bid-TFDM空载状态下通过各个定子铁心的磁通量互不干扰,各定子铁心、绕组与转子位置之间满足特定的位置关系,交错排列两定子内部磁通方向相反。故而在分析电机EMN模型时,可只考虑单个定子铁心和转子周向上两永磁体组的磁网络分布来简化磁网络模型。

通过定转子相对位置的不同建立对应的磁网络并计算对应的气隙磁阻,然后根据对应的磁路网络求得通过定子铁心的主磁通。图3(a)和3(b)分别为Bid-TFDM两组永磁体的径向平面展开图和俯视图,其中 w_s 为定子齿宽, w_{sd} 为定子平均齿距, w_m 为永磁体平均宽度, w_{md} 为永磁体平均极距。

如图3所示,以定子铁心中心线与外层N极永磁体轴线重合位置为初始位置,转子永磁体位移为 $s = \omega t$,其中 ω 为转子旋转角速度, r 为永磁体平均半径。转子永磁体旋转 $s = 2w_{md}$ 为一个电周期。电周期内因定转子相对位置变化使得气隙磁阻不断变化,通过定子铁心的磁通也发生周期性变化,因此只需分析前半周期($s \in [0, w_{md}]$)的EMN模型变化,通过前半周期条件得到后半周期($s \in [w_{md}, 2w_{md}]$)的EMN模型。

为计算定转子处于不同位置时的气隙磁阻,需要将Bid-TFDM一个电周期内运动过程分成多个区间。以定子左右极间线、定子左右边缘线以及定子极身中心线为基准线,旋转过程中永磁体左右边缘线

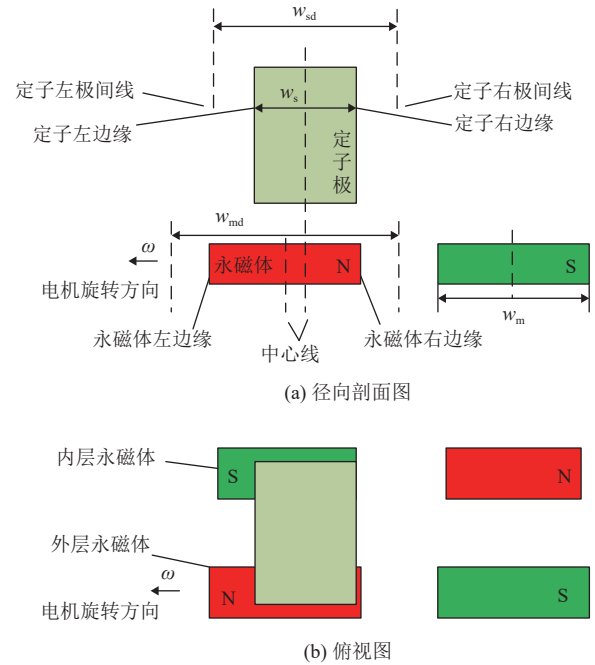


图3 Bid-TFDM两对极的径向剖面图及俯视图

Fig.3 Radial profile and top view of two pairs of poles under Bid-TFDM

与任一条基准线重合处视为1个临界位置,前半电周期内共有10个临界位置,相邻2个临界位置间的区域为1个区间,则可将前半电周期内Bid-TFDM运动过程分成9个区间,具体的临界位置与区间范围如表1所示。

表1 前半电周期内的临界位置及区间范围

Table 1 Critical position and interval range in the first half of the cycle

重合的两线	临界位置	区间范围
外层N极中心线、定子中心线	$s_1 = 0$	$r_1 \in [s_1, s_2]$
外层N极左边缘、定子左极间线	$s_2 = \frac{w_{sd} - w_m}{2}$	$r_2 \in [s_2, s_3]$
外层N极右边缘、定子右极间线	$s_3 = \frac{w_m - w_s}{2}$	$r_3 \in [s_3, s_4]$
外层S极左边缘、定子右极间线	$s_4 = w_{md} - \frac{w_m + w_{sd}}{2}$	$r_4 \in [s_4, s_5]$
外层S极左边缘、定子右边缘	$s_5 = w_{md} - \frac{w_m + w_s}{2}$	$r_5 \in [s_5, s_6]$
外层S极右边缘、定子左边缘	$s_6 = \frac{w_m + w_s}{2}$	$r_6 \in [s_6, s_7]$
外层N极右边缘、定子左极间线	$s_7 = \frac{w_m + w_{sd}}{2}$	$r_7 \in [s_7, s_8]$
外层S极左边缘、定子左边缘	$s_8 = w_{md} + \frac{w_s - w_m}{2}$	$r_8 \in [s_8, s_9]$
外层S极右边缘、定子右极间线	$s_9 = w_m + \frac{w_m - w_{sd}}{2}$	$r_9 \in [s_9, s_{10}]$
外层S极中心线、定子中心线	$s_{10} = w_{md}$	

为减少运算量,实际只需先对区间 $r_1 \sim r_4$ 进行EMN模型建立和气隙磁阻求解,然后通过改变永磁体极性,将 s 改为 $(w_{md} - s)$ 便可得到区间 $r_6 \sim r_9$ 的磁路模型和磁阻表达式。区间 $r_1 \sim r_5$ 的EMN模型及定子磁通计算具体如下。

2.1.1 区间 r_1 的EMN模型及定子磁通计算

图4为电机转动至区间 r_1 时定转子的位置关系及对应的EMN模型。如图4(a)所示,根据定子齿与永磁体的重叠关系,将定转子之间的气隙分为定子齿左边缘气隙部分 δ_1 、定子齿与永磁体重叠部分气隙 δ_2 以及定子齿右边缘气隙部分 δ_3 ,3部分气隙磁导并联。图4(b)的EMN模型通过图4(a)得到,其中 G_{omN} 、 G_{imS} 为外层N极、内层S极永磁体磁导, G_{δ_1} 、 G_{δ_2} 、 G_{δ_3} 分别为 δ_1 、 δ_2 和 δ_3 气隙部分的磁导, G_s 为定子铁心磁导。

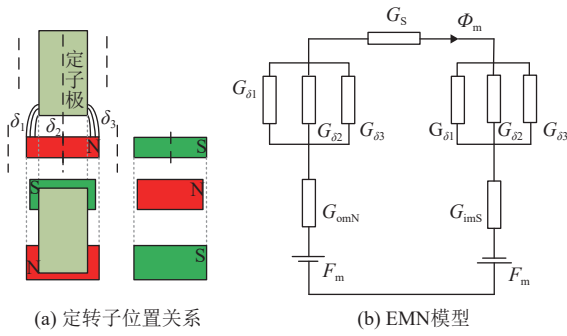


图4 区间 r_1 内定转子位置关系及EMN模型

Fig.4 Stator and rotor position relationship and EMN model in range r_1

永磁体磁动势 F_m 为

$$F_m = \frac{B_m h_m}{\mu_0 \mu_m} \quad (1)$$

式中: μ_0 为空气磁导率, μ_m 为永磁体相对磁导率, h_m 为永磁体厚度, B_m 为永磁体剩磁。

定子铁心磁导 G_s 为

$$G_s = \frac{\mu_s l_s w_s}{h_s} \quad (2)$$

式中: μ_s 为定子铁心相对磁导率, l_s 为定子齿径向长度, h_s 为定子齿高度。

外层N极、内层S极永磁体磁导 G_{omN} 、 G_{imS} 为

$$G_{\text{omN}} = G_{\text{imS}} = \frac{\mu_0 \mu_m l_m w_m}{h_m} \quad (3)$$

式中: l_m 为永磁体长度。

气隙磁导 G_{δ_1} 、 G_{δ_2} 和 G_{δ_3} 分别为

$$\begin{cases} G_{\delta_1} = \frac{2\mu_0 l_{\delta 1}}{\pi} \ln \left(1 + \frac{\pi(w_m - w_s)}{4\delta} + \frac{\pi s}{2\delta} \right) \\ G_{\delta_2} = \frac{\mu_0 w_s l_{\delta 1}}{\delta} \\ G_{\delta_3} = \frac{2\mu_0 l_{\delta 1}}{\pi} \ln \left(1 + \frac{\pi(w_m - w_s)}{4\delta} - \frac{\pi s}{2\delta} \right) \end{cases} \quad (4)$$

式中: $l_{\delta 1}$ 为径向气隙长度, δ 为定转子间气隙长度。

由图4(b)中EMN模型可得,转子运动到区间 r_1 时通过定子铁心的磁通为

$$\Phi_{m1} = 2F_m \left(G_{\text{omN}} + G_{\text{imS}} + G_s + \frac{2G_{\delta_1} G_{\delta_2} G_{\delta_3}}{G_{\delta_1} G_{\delta_2} + G_{\delta_2} G_{\delta_3} + G_{\delta_1} G_{\delta_3}} \right) \quad (5)$$

2.1.2 区间 r_2 的EMN模型及定子磁通计算

图5为电机转动至区间 r_2 时定转子的位置关系及对应的EMN模型。由图5(a)知,电机运动至区间 r_2 时,定子齿左边缘气隙部分 δ_1 保持不变,外层N极和内层S极永磁体与定子齿间的有效重叠面积发生变化,因此与区间 r_1 相比,气隙 δ_1 的磁导 G_{δ_1} 、外层N极和内层S极永磁体磁导计算表达式发生变化,而剩余各部分磁导的计算表达式相同。

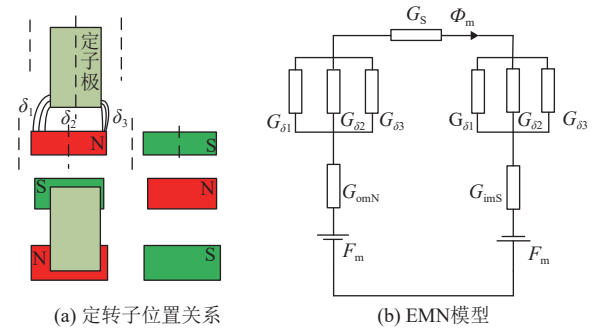


图5 区间 r_2 内定转子位置关系及EMN模型

Fig.5 Stator and rotor position relationship and EMN model in range r_2

外层N极和内层S极永磁体磁导 G_{omN} 、 G_{imS} 为

$$G_{\text{omN}} = G_{\text{imS}} = \frac{\mu_0 \mu_m l_m}{2h_m} (w_m + w_{sd} - 2s) \quad (6)$$

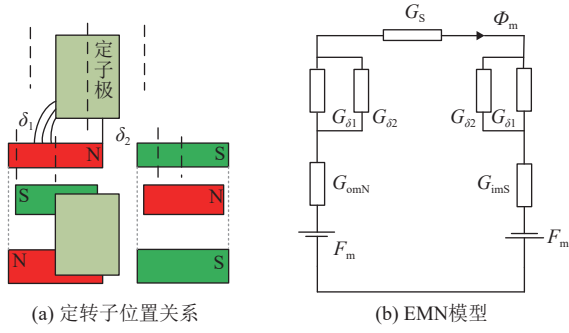
气隙磁导 G_{δ_1} 、 G_{δ_2} 和 G_{δ_3} 分别为

$$\begin{cases} G_{\delta_1} = \frac{2\mu_0 l_{\delta 1}}{\pi} \ln \left(1 + \frac{\pi(w_{sd} - w_s)}{4\delta} \right) \\ G_{\delta_2} = \frac{\mu_0 w_s l_{\delta 1}}{\delta} \\ G_{\delta_3} = \frac{2\mu_0 l_{\delta 1}}{\pi} \ln \left(1 + \frac{\pi(w_m - w_s)}{4\delta} - \frac{\pi s}{2\delta} \right) \end{cases} \quad (7)$$

由图5(b)知,区间 r_2 与 r_1 的EMN模型相同,故将式(1)、(2)、(6)、(7)代入式(5)中便可得 Φ_{m2} 。

2.1.3 区间 r_3 的EMN模型及定子磁通计算

图6为电机转动至区间 r_3 的定转子位置关系和对应的EMN模型。由图6(a)知,区间 r_3 中定转子间的气隙只有定子齿左边缘气隙 δ_1 和外层N极、内层S极永磁体正对定子齿的气隙 δ_2 两部分组成。外层N极、内层S极永磁体与定子齿间有效重叠面积随电机转动而减少,与区间 r_2 相比,外层N极和内层S极永磁体磁导 G_{omN} 、 G_{imS} 计算表达式保持不变,但气隙 δ_2 的气隙磁导计算表达式 G_{δ_2} 不同。

图6 区间 r_3 内定转子位置关系及EMN模型Fig.6 Stator and rotor position relationship and EMN model in range r_3

气隙磁导 $G_{\delta 1}$ 、 $G_{\delta 2}$ 为

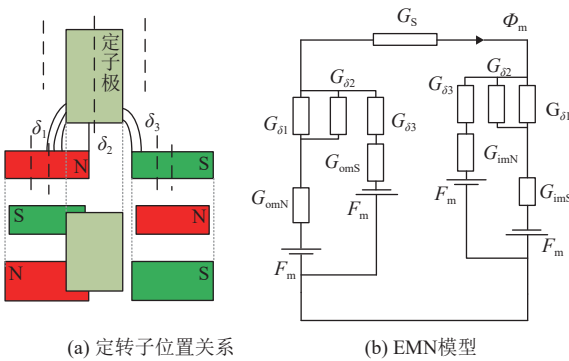
$$\begin{cases} G_{\delta 1} = \frac{2\mu_0 l_{\delta t}}{\pi} \ln \left(1 + \frac{\pi(w_{sd} - w_s)}{4\delta} \right) \\ G_{\delta 2} = \frac{\mu_0 l_{\delta t} (w_s + w_m - 2s)}{2\delta} \end{cases} \quad (8)$$

由图6(b)的EMN模型可得,转子运动到区间 r_3 时通过定子铁心的磁通为

$$\Phi_{m3} = 2F_m \left(G_{omN} + G_{imS} + G_s + \frac{2G_{\delta 1} G_{\delta 2}}{G_{\delta 1} + G_{\delta 2}} \right) \quad (9)$$

2.1.4 区间 r_4 的EMN模型及定子磁通计算

图7为电机转动至区间 r_4 时定转子位置关系及EMN模型。由图7(a)可知,气隙 δ_1 部分和外层N极、内层S极永磁体正对定子齿气隙 δ_2 部分变化趋势保持不变,外层S极、内层N极永磁体越过定子极右边缘线,所以气隙 δ_3 部分等效磁力线由外层S极、内层N极永磁体发出,经过气隙进入定子铁心。

图7 区间 r_4 内定转子位置关系及EMN模型Fig.7 Stator and rotor position relationship and EMN model in range r_4

内外两层永磁体磁导 G_{omN} 、 G_{omS} 、 G_{imN} 、 G_{imS} 为

$$\begin{cases} G_{omN} = G_{imS} = \frac{\mu_0 \mu_m l_m (w_m + w_{sd} - 2s)}{2h_m} \\ G_{imN} = G_{omS} = \frac{\mu_0 \mu_m l_m (w_m + w_{sd} - 2w_{md} + 2s)}{2h_m} \end{cases} \quad (10)$$

气隙磁导 $G_{\delta 1}$ 、 $G_{\delta 2}$ 和 $G_{\delta 3}$ 为

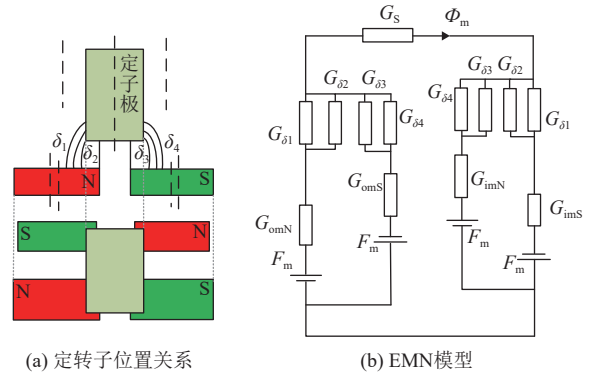
$$\begin{cases} G_{\delta 1} = \frac{2\mu_0 l_{\delta t}}{\pi} \ln \left(1 + \frac{\pi(w_{sd} - w_s)}{4\delta} \right) \\ G_{\delta 2} = \frac{\mu_0 l_{\delta t} (w_s + w_m - 2s)}{2\delta} \\ G_{\delta 3} = \frac{2\mu_0 l_{\delta t}}{\pi} \ln \left(1 + \frac{\pi(w_{sd} + w_m)}{4\delta} + \frac{\pi(s - w_{md})}{2\delta} \right) \end{cases} \quad (11)$$

由图7(b)的EMN模型可得,转子运动到区间 r_4 时通过定子铁心的磁通为

$$\Phi_{m4} = F_m \left(G_{omN} + G_{imS} - G_{imN} - G_{omS} + \frac{2G_{\delta 1} G_{\delta 2}}{G_{\delta 1} + G_{\delta 2}} - 2G_{\delta 3} \right) \quad (12)$$

2.1.5 区间 r_5 的EMN模型及定子磁通计算

区间 r_5 的定转子位置关系如图8(a)所示。随着电机转动,定子齿与部分内层N极和外层S极永磁体重叠,定子齿间共由定子齿左边缘气隙 δ_1 部分、定子齿正对外层N极、内层S极永磁体气隙 δ_2 部分、定子齿正对外层S极、内层N极永磁体气隙 δ_3 部分以及定子齿右边缘气隙 δ_4 部分构成。

图8 区间 r_5 内定转子位置关系及EMN模型Fig.8 Stator and rotor position relationship and EMN model in range r_5

内外两层永磁体磁导 G_{omN} 、 G_{omS} 、 G_{imN} 、 G_{imS} 为

$$\begin{cases} G_{omN} = G_{imS} = \frac{\mu_0 \mu_m l_m (w_m + w_{sd} - 2s)}{2h_m} \\ G_{imN} = G_{omS} = \frac{\mu_0 \mu_m l_m (w_m + w_{sd} - 2w_{md} + 2s)}{2h_m} \end{cases} \quad (13)$$

气隙磁导 $G_{\delta 1}$ 、 $G_{\delta 2}$ 、 $G_{\delta 3}$ 和 $G_{\delta 4}$ 为

$$\begin{cases} G_{\delta 1} = \frac{2\mu_0 l_{\delta t}}{\pi} \ln \left(1 + \frac{\pi(w_{sd} - w_s)}{4\delta} \right) \\ G_{\delta 2} = \frac{\mu_0 l_{\delta t} (w_s + w_m - 2s)}{2\delta} \\ G_{\delta 3} = \frac{\mu_0 l_{\delta t} (w_s + w_m + 2s - 2w_{md})}{2\delta} \\ G_{\delta 4} = \frac{2\mu_0 l_{\delta t}}{\pi} \ln \left(1 + \frac{\pi(w_{sd} - w_m)}{4\delta} \right) \end{cases} \quad (14)$$

由图8(b)的EMN模型可得,转子运动到区间 r_5 时通过定子铁心的磁通为

$$\Phi_{m5} = F_m \left(G_{omN} + G_{imS} - G_{imN} - G_{omS} + \frac{2G_{\delta1}G_{\delta2}}{G_{\delta1} + G_{\delta2}} - \frac{2G_{\delta3}G_{\delta4}}{G_{\delta3} + G_{\delta4}} \right)$$

(15)

2.2 磁链及空载反电动势计算

Bid-TFDM空载转动时,空载磁链大小随定子转子相对位置的不同而变化,当定子齿与转子永磁体中心线对齐时达到最大。

设每相有 n 个定子铁心,每个绕组匝数为 N ,则共有绕组个数为 $\frac{3n}{2}$,绕组匝数为 $\frac{3nN}{2}$,空载状态下A相绕组磁链为

$$\Psi_A = nN\Phi_mK_\Phi \cos(\omega t)$$

(16)

式中: K_Φ 为气隙磁通波形系数, Φ_m 为通过定子的主磁通。

对式(16)求导,得到电机A相空载反电动势为

$$e_A = -\frac{d\Psi_A}{dt} = nN\omega\Phi_mK_\Phi \sin(\omega t)$$

(17)

A相空载反电动势的有效值为

$$E_A = \frac{\sqrt{2}nN\omega\Phi_mK_\Phi \sin(\omega t)}{2}$$

(18)

只需在式(17)求得的A相空载反电动势基础上落后A相 $\frac{2\pi}{3}$ 和 $\frac{4\pi}{3}$ 便可得到B、C相空载反电动势。

3 三维有限元分析、对比与验证

3.1 EMN模型验证

因Bid-TFDM磁路为三维结构,故采用3D FEM对其进行建模、剖分,并仿真其电磁性能。图9所示为Bid-TFDM的3D FEM网格剖分图。

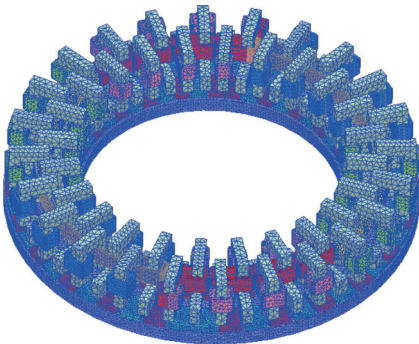


图9 Bid-TFDM网格剖分图
Fig.9 Bid-TFDM Meshing map

图10为Bid-TFDM空载额定转速状态下根据

EMN模型解析和3D FEM仿真得到一个电周期内的磁链以及空载反电动势,两者波形均呈正弦分布。其中 EMN模型解析得到的磁链、空载反电动势幅值分别为0.491 Wb、274.32 V,而3D FEM下的磁链、空载反电动势幅值分别为0.486 Wb、273.13 V,两者间的结果相差较小,波形基本吻合,说明EMN模型可适用于Bid-TFDM初始设计阶段,既能简易、快速确定磁链、空载反电动势等电磁参数,又能保证准确性。

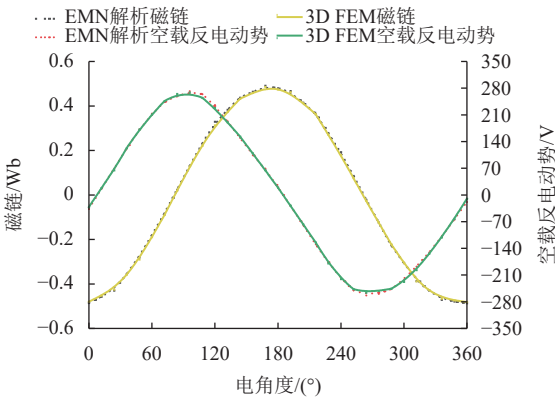


图 10 EMN与3D FEM结果对比
Fig.10 Comparison of EMN and 3D FEM results

3.2 Bid-TFDM、Unid-TFDM对比分析

为验证本文提出的Bid-TFDM结构优越性,通过3D FEM与一款Unid-TFDM进行电磁性能对比。为保证对比公平,Unid-TFDM定子槽宽为Bid-TFDM的0.6倍,使得两款电机定子槽满率相等,永磁体用量等其余结构参数均一致。表2所示为两款电机对比的具体参数。

表 2 电机参数对比
Table 2 Comparison of motor parameters

电机参数	Bid-TFDM	Unid-TFDM
极槽比	50/48	50/48
外侧绕组匝数/匝	130	130
中间绕组匝数/匝	90	0
内侧绕组匝数/匝	125	125
定子外径/mm	454	454
定子槽宽/mm	19	11.4
定子轭厚/mm	12.7	12.7
永磁体厚度/mm	6	6.6
极弧系数	0.85	0.78

两款电机磁场对比如图11所示,空载状态下两款电机定子齿部均有较大的磁通密度,最大值约为1.85 T,存在较为饱和现象,定子极身和磁轭部分平均磁通密为0.7 T左右,相对较为合理;由3D气隙磁

密图知,两款TFDM的波形和大小随永磁体空间位置变化,且幅值维持在1.5 T左右。

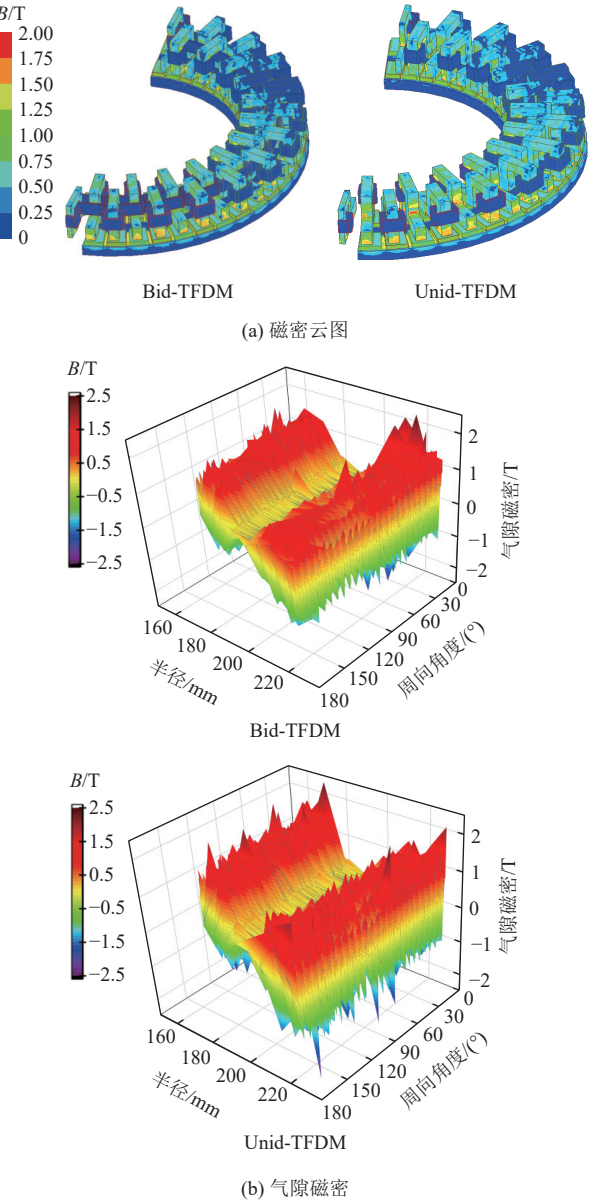


图 11 磁场对比
Fig.11 Magnetic field comparison

在负载额定转速且电流 $i_d = 0$ 控制方式下,两款TFDM通入有效值同为10.23 A的电流,输出转矩对比如图12所示,Bid-TFDM和Unid-TFDM输出转矩平均值分别为237.7 N·m和151.6 N·m,转矩波动分别为1.44%和2.01%,对比两者结果可知,Bid-TFDM输出转矩比Unid-TFDM高出56.8%,转矩波动下降28.4%,运行状态更加稳定。

图13所示为两款电机磁链及空载反电动势对比结果。与Unid-TFDM相比,Bid-TFDM的磁链及空载反电动势有效值均有大幅度提高,磁链有效值从

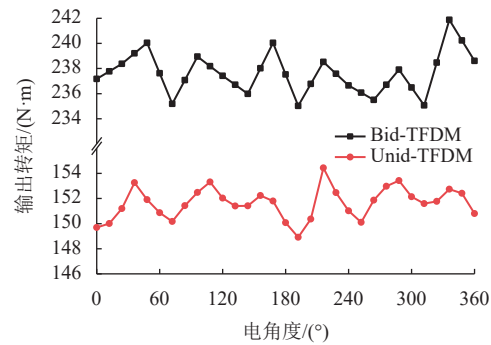


图 12 输出转矩对比
Fig.12 Comparison of output torque

0.22 Wb提升至0.358 Wb,空载反电动势有效值从134.3 V提升至176.4 V,两者分别提高了62.7%、31.3%。

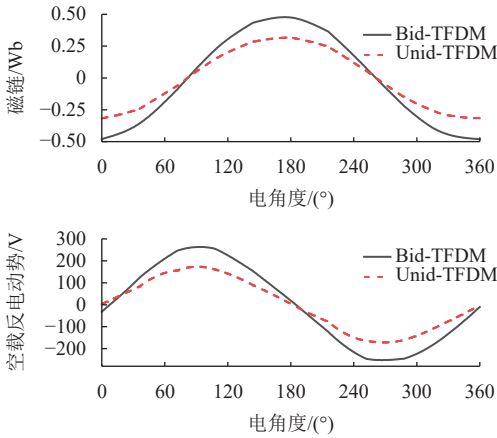


图 13 磁链及空载反电动势对比
Fig.13 Comparison of flux and back EMF

4 Bid-TFDM样机制作与实验

4.1 Bid-TFDM样机制作

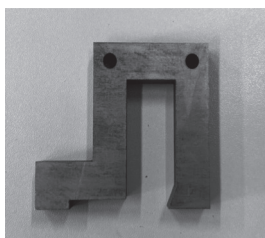
根据表3电机主要结构参数制造一台Bid-TFDM样机,样机模型和定子铁心以及转子盘如图14所示。

表 3 Bid-TFDM结构参数 Table 3 Bid-TFDM structure parameters			
电机参数	数值	电机参数	数值
额定功率/kW	5	定子槽深/mm	38.3
电机转速/(r·min ⁻¹)	200	定子铁心高度/mm	51
极对数2p	25	定子厚度/mm	12.7
内外径比	1.5	外层永磁体长/mm	30.2
定子内径/mm	302	内层永磁体长/mm	29.1
气隙长度/mm	1.2	转子盘厚/mm	12

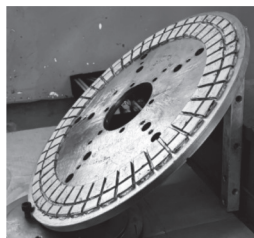
定子铁心模块采用相同数量、厚度为0.5 mm的



(a) 样机



(b) 定子铁心



(c) 转子盘

图 14 Bid-TFDM样机

Fig.14 Bid-TFDM prototype

硅钢片叠压而成,定子铁心横向磁轭段设计两个孔用于完成定位和固定。转子制作时选用钕铁硼(NdFeB)永磁体和导磁圆盘(Q235),先将永磁体定位盘固定在转子盘中,然后使用胶黏剂将永磁体逐个置于转子盘。

4.2 样机测试平台

图15所示为Bid-TFDM样机的实验测试平台。原动机与Bid-TFDM间通过传动杆连接,以200 r/min的速度带动Bid-TFDM旋转进而进行实验。

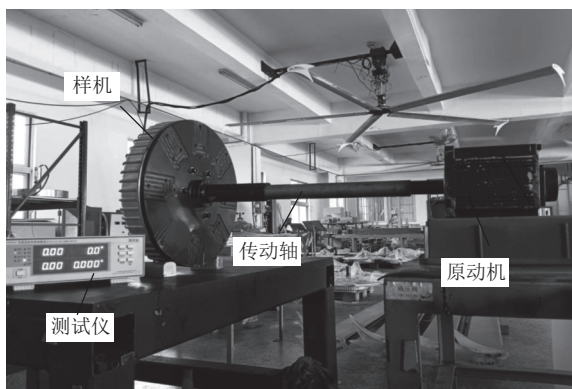


图 15 实验测试平台

Fig.15 Experimental test platform

Bid-TFDM空载反电动势测试波形曲线如图16所示。实验测试最大值约为267.5 V,而EMN模型和3D FEM仿真结果分别为274、273 V,实验值与两者相比分别相差2.42%、2.05%,产生偏差的原因是制作成型的样机实际气隙略大于理论值且转子中存在一定漏磁,实际产生的磁场减小。

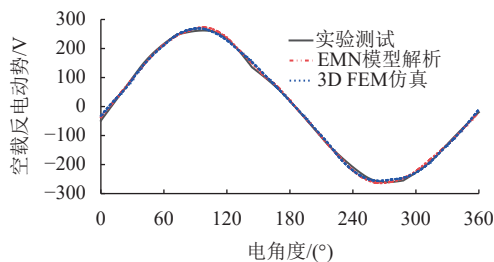


图 16 Bid-TFDM空载反电动势测试

Fig.16 Bid-TFDM no-load back EMF test

负载状态下通入有效值为10.23 A的三相电流,经实验测试得Bid-TFDM输出平均转矩约为233 N·m,与3D FEM仿真结果237.7 N·m,两者相差2%,差距较小,A相电流和转矩波形曲线如图17所示。

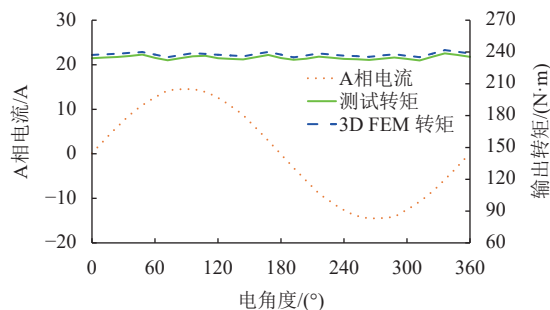


图 17 Bid-TFDM输出转矩测试

Fig.17 Bid-TFDM output torque test

5 结语

为解决传统横向磁通电机定子漏磁大、转矩品质较差,建模设计电磁参数难度高等问题,本文提出一种Bid-TFDM拓扑结构和动态EMN模型。将动态EMN模型用于Bid-TFDM初始设计阶段,降低设计难度;采用该结构提升了空载反电动势、输出转矩,最后制造一台样机并进行实验,研究结论如下:

(1) 针对Bid-TFDM结构建立EMN模型并进行解析,将解析结果与3D FEM仿真结果对比,两者误差较小。

(2) 建立了Bid-TFDM的3D FEM模型,与传统Unid-TFDM对比分析了两者的磁场分布、磁链、空载反电动势以及输出转矩等电磁特性。相较于传统Unid-TFDM,本文所提的拓扑提高了空载反电动势、输出转矩,结构具有优势。

(3) 根据Bid-TFDM需求和对应参数制造了一台样机进行实验,比对3D FEM仿真结果与实验所得结果,验证了EMN模型的可行及有效性、拓扑的正确性。

参考文献:

- [1] 颜建虎, 冯奕. 聚磁式横向磁通永磁盘式风力发电机设计与分析[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(9): 2694-2701.
YAN J H, FENG Y. Design and analysis of a flux-concentrated transverse flux permanent magnet disk wind generator[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(9): 2694-2700.
- [2] ZHANG W, XU Y, ZHOU G. Research on a novel transverse flux permanent magnet motor with hybrid stator core and disk-type rotor for industrial robot applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 68(11): 11223-11233.
- [3] YAMAMOTO Y, WATANABE R, TAKADA Y, *et al.* Design using simple modeling and experimental study on direct-drive disk-type motor with dense stator configuration [C]//2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE) . Lille: IEEE, 2013: 1-10.
- [4] HIEKE S, STAMANN M, LAGUNOV D, *et al.* Two-phase transverse flux machine with disc rotor for high torque low speed application[C]//2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe). Warsaw: IEEE, 2017: 1-8.
- [5] XU Y, WU Q, GAO Q. Equivalent magnetic network of novel disk transverse-flux permanent magnet brushless machine based on soft magnetic composite material[C]//2016 IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation (CEFC) . Miami: IEEE, 2016: 1-1.
- [6] 张文晶, 徐衍亮, 李树才. 新型盘式横向磁通永磁无刷电机的结构原理及设计优化[J]. 电工技术学报, 2021, 36(14): 2979-2988.
ZHANG W J, XU Y L, LI S C. Structure principle and optimization of a novel disk transverse flux permanent magnet brushless motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(14): 2979-2988.
- [7] 张登书, 谷爱昱, 龙晓斌, 等. 多层绕组盘式横向磁通电机及建模分析[J]. 广东工业大学学报, 2023, 40(3): 59-66.
ZHANG D S, GU A Y, LONG X B, *et al.* Disc Transverse flux permanent magnet motor for multi-layer winding and its modeling analysis[J]. Journal of Guangdong University of Technology, 2023, 40(3): 59-66.
- [8] 贾周, 林鹤云, 黄允凯, 等. 一种新型双C型定子横向磁通永磁发电机[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(11): 2831-2837.
JIA Z, LIN H Y, HUANG Y K, *et al.* A novel transverse flux permanent magnet generator with double-C stator hoops [J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(11): 2831-2837.
- [9] 陈云云, 李紫茵, 周鑫, 等. 复合结构混合永磁电机抗退磁性能分析及优化[J]. 电子测量技术, 2023, 46(11): 1-6.
- [10] 佟文明, 王萍, 吴胜男, 等. 基于三维等效磁网络模型的混合励磁同步电机电磁特性分析[J]. 电工技术学报, 2023, 38(3): 692-702.
TONG W M, WANG P, WU S N, *et al.* Electromagnetic performance analysis of a hybrid excitation synchronous machine based on 3D equivalent magnetic network[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(3): 692-702.
- [11] 张昌锦, 陈志辉, 梅庆泉, 等. 横向磁通永磁同步电机非线性动态等效磁网络模型分析[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(1): 307-314.
ZHANG C J, CHEN Z H, MEI Q X, *et al.* Nonlinear dynamic equivalent magnetic network model analysis of transverse flux permanent magnet synchronous motor[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(1): 307-314.
- [12] 赵玫, 于帅, 张华强. 聚磁式横向磁通永磁直线电机的变磁导等效磁网络[J]. 电机与控制学报, 2020, 24(4): 12-22.
ZHAO M, YU S, ZHANG H Q. Variable permeability equivalent magnetic circuit network of flux-concentrated transverse flux permanent magnet linear machine[J]. Electric Machines and Control, 2020, 24(4): 12-22.
- [13] 张淦, 花为, 程明, 等. 磁通切换型永磁电机非线性磁网络分析[J]. 电工技术学报, 2015, 30(2): 34-42.
ZHANG G, HUA W, CHENG M, *et al.* Analysis of nonlinear magnetic network models for flux-switching permanent magnet machines[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(2): 34-42.
- [14] 韩力, 韩雪峰, 欧先朋, 等. 无刷双馈电机运行特性的等效磁网络分析法[J]. 电机与控制学报, 2019, 23(1): 27-34.
HAN L, HAN X F, OU X P, *et al.* Operating performances analysis of brushless doubly-fed machine using magnetic equivalent circuit[J]. Electric Machines and Control, 2019, 23(1): 27-34.
- [15] 佟文明, 姚颖聪, 李世奇, 等. 考虑磁桥不均匀饱和的内置式永磁同步电机等效磁网络模型[J]. 电工技术学报, 2022, 37(12): 2961-2970.
TONG W M, YAO Y C, LI S Q, *et al.* Equivalent magnetic network model for interior permanent magnet machines considering non-uniform saturation of magnetic bridges[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(12): 2961-2970.

(责任编辑: 杨耀辉 英文审核: 熊荣斌)