

开槽盘式磁力耦合器转矩特性分析

杨超君^{1,2} 王凯旋¹ 郭亚飞¹ 朱志成¹

(1. 江苏大学 机械工程学院, 镇江 212013)

(2. 重庆大学 高端装备机械传动全国重点实验室, 重庆 400044)

摘要:【目的】开槽盘式磁力耦合器导体盘为开槽结构,使其在运动过程中产生的磁路变得更加复杂多变,增加了电磁转矩的计算难度。为此,建立一种较为可靠的开槽盘式磁力耦合器电磁转矩预测模型,研究其转矩特性。【方法】以一台18极16槽的盘式磁力耦合器为研究对象开展相关分析。首先,运用等效磁路法,将相邻磁路及自身磁路共同作用产生的感应涡流作为一条支路,引入到新的等效磁路模型中;考虑三维端部效应并结合安培定律和基尔霍夫定律,推导了磁力耦合器的气隙磁通和输出转矩表达式;其次,运用有限元仿真软件对开槽盘式磁力耦合器进行模拟分析,得到气隙磁场和感应涡流的分布规律,以及受相邻涡流影响下输出转矩随气隙厚度、转速差的变化规律;最后,搭建相应的试验平台,对理论计算及有限元仿真结果进行了验证。【结果】结果表明,理论计算、有限元仿真与试验的结果基本一致。提出的理论模型具有较高的准确性,能够为开槽盘式磁力耦合器的转矩性能研究提供较为准确的预测模型。

关键词: 开槽盘式磁力耦合器; 等效磁路法; 输出转矩; 相邻涡流; 气隙磁场

中图分类号: TH133.4 **DOI:** 10.16578/j.issn.1004.2539.2026.01.001

0 引言

近年来,随着永磁驱动技术的发展,磁力耦合器的传动性能得到了显著提高。与以往的变频器相比,磁力耦合器具有无谐波干扰、对中性要求低、无摩擦、耐腐蚀等特点。磁力耦合器的应用可降低不必要的能耗,对推动国家节能环保政策的实施发挥着重要作用,其研究具有重要的学术意义与实际价值^[1-6]。

磁力耦合器作为一种传动装置,输出转矩是评判其性能的重要依据。一种可靠的转矩预测模型对于磁力耦合器的设计尤为重要。近年来,国内外学者针对磁力耦合器的转矩预测模型进行了相关研究。MOHAMMADI等^[7]针对盘式磁力耦合器提出能够处理复杂几何形状、且考虑材料的尺寸参数及材料特性的等效磁路模型,以预测输出转矩,并通过试验进行了验证。WANG等^[8]针对实心盘式磁力耦合器,提出考虑感应磁场的等效磁路模型,将感应电流产生的感应磁场作为一条支路引入到等效磁路中,使得输出转矩的预测更为准确。GUO等^[9]运用等效磁路法

对实心盘式磁力耦合器进行分析,首次考虑了相邻涡流环之间反应磁场的相互作用,并推导出不同滑移速度下气隙磁场的精确分布。杨超君等^[10]针对间隔排布的实心盘式磁力耦合器在综合考虑趋肤效应与相邻及自身涡流共同影响下的输出转矩进行了推导,并通过试验验证了其准确性。上述研究致力于实心盘式磁力耦合器的磁场及转矩理论表达式的推导。为了提高转矩密度,RAZAVI等^[11]设计出开槽盘式磁力耦合器。与实心盘相比,导体盘开槽后通过改变涡流走向可以显著提高转矩密度,且铁齿的存在增强了气隙磁通密度,提高了磁力耦合器的传动性能。YANG等^[12]将感应磁场引入到等效磁路模型中,提高了等效磁路法在开槽盘式磁力耦合器的转矩计算精度。磁力耦合器在运动过程中会产生感应涡流,而涡流产生的感应磁场不仅会对自身磁场产生影响,而且会对相邻磁路的磁场产生一定的影响。上述文献中并未考虑开槽盘式磁力耦合器中相邻涡流对原磁场及转矩计算精度的影响,故有必要对其进行深入研究。

收稿日期: 2024-08-14 修回日期: 2024-11-28

基金项目: 国家自然科学基金项目(51875254); 高端装备机械传动全国重点实验室开放基金项目(SKLM-T-MSKF-KT-202331)

作者简介: 杨超君,女,1965年生,江苏无锡人,博士,教授,博士研究生导师; 主要研究方向为磁力机械及激光加工技术; yangchaojun@ujs.edu.cn。

引用格式: 杨超君,王凯旋,郭亚飞,等. 开槽盘式磁力耦合器转矩特性分析[J]. 机械传动,2026,50(1):1-8.

YANG Chaojun, WANG Kaixuan, GUO Yafei, et al. Torque characteristic analysis of slotted disk magnetic couplers [J]. Journal of Mechanical Transmission, 2026, 50(1): 1-8.



免费获取

为此,以一台18极16槽的盘式磁力耦合器为研究对象开展相关分析。首先,将其三维模型展开后对不同的磁路进行分析,综合考虑铜导体和铁齿相对于永磁体的不同位置及导体盘产生的不同形式的感应涡流,选取最具代表性的复杂磁路,建立等效磁路模型;然后,将相邻磁路及自身磁路共同作用产生的感应涡流作为分支磁路引入模型中,运用安培定律推导出感应磁通的表达式,并结合基尔霍夫定律推导出输出转矩表达式;最后,通过三维有限元分析模拟得出涡流分布规律,及受相邻涡流影响下的气隙磁场与转矩变化规律,并通过试验对理论值与仿真值进行对比,验证了其准确性。

1 转矩性能预测模型

1.1 磁力耦合器的基本结构

图1所示为开槽盘式磁力耦合器的二维模型,其包括永磁转子和导体转子。将18块以N、S极交替排布的永磁体贴于永磁体轭铁上,组成永磁转子;导体转子由导体盘和轭铁盘组成,导体盘的基体材料为铜,其内嵌有16块均匀圆周排布的扇形铁齿。磁力耦合器具体的结构参数如表1所示,材料性能参数如表2所示。

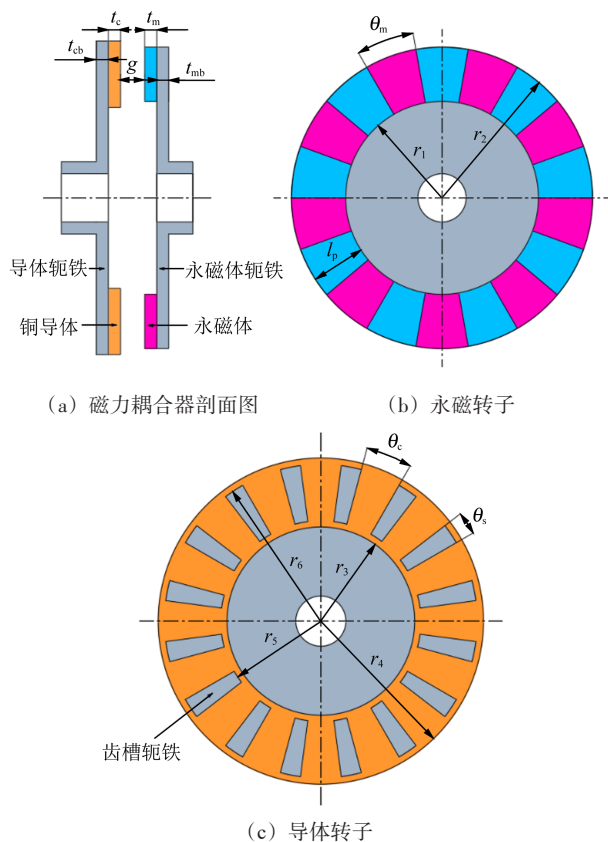


图1 磁力耦合器二维结构模型

Fig. 1 2D structural model of the magnetic coupler

表1 磁力耦合器的结构参数

Tab. 1 Structural parameters of the magnetic coupler

参数	值	参数	值
永磁体厚度 t_m /mm	10	铜导体内半径 r_3 /mm	75
永磁体轭铁厚度 t_{mb} /mm	10	铜导体外半径 r_4 /mm	130
铜盘厚度 t_c /mm	10	齿槽内半径 r_5 /mm	80
铜盘轭铁厚度 t_{cb} /mm	10	齿槽外半径 r_6 /mm	125
永磁体内半径 r_1 /mm	80	铜导体极弧角 θ_c /($^\circ$)	15
永磁体外半径 r_2 /mm	125	齿槽极弧角 θ_s /($^\circ$)	7.5
永磁体径向长度 l_p /mm	45	永磁体极对数 p	9
永磁体极弧角 θ_m /($^\circ$)	20	气隙厚度 g /mm	2~12

表2 磁力耦合器的材料特性

Tab. 2 Material properties of the magnetic coupler

参数	值
永磁体矫顽力 H_p /(A/m)	-868 000
真空磁导率 μ_0 /(H/m)	$4\pi \times 10^{-7}$
永磁体相对磁导率 μ_r	1.099
铜导体电导率 σ_c /(S/m)	5.7×10^7
导体轭铁电导率 σ_f /(S/m)	2×10^6

1.2 等效磁路模型的建立

为了方便分析,将磁场转化为等效磁路时做出以下基本假设。

1) 主磁通垂直穿过永磁体、气隙和导体转子。

2) 忽略轭铁中的磁饱和和效应。因此,磁导率可认为是无限的,且轭铁的磁阻可以忽略。

3) 忽略外界因素对材料性能的影响,磁路中各组成部分的材料性能保持不变。

4) 永磁体、铜导体和空气的相对磁导率均为1。

在磁力耦合器平均半径 $[r_m = (r_1 + r_2)/2]$ 处沿圆周方向展开,将三维模型转化为便于分析的二维模型。图2所示为整个磁力耦合器周向展开后的磁通路径。由于导体盘为开槽盘,且随着永磁体盘与导体盘相对位置的不同,磁场分布略有不同。由图2可知,磁路1、4、9中,N极对应的磁力线只穿过铜导体,S极对应的磁力线同时穿过铜导体和轭齿,上述磁路为耦合器运行中磁场分布最简单的磁路。而在磁路2、6、7中,无论是N极还是S极,所对应的磁力线都同时穿过铜导体和轭齿,故上述磁路为耦合器运行中最为复杂的磁路。由于本文在建立等效磁路模型时引入相邻磁路及自身磁路所产生的感应电流的影响,故还需对感应电流形成的回路进行分析。由文献[12]⁸⁰⁰⁶¹³可知,开槽导体盘产生的感应电流有2种形式,如图3所示。一种为在单扇铜导体中形成的回路,对应图2中的磁路1、2、3、4、9,由于该回路只在单扇铜导体中形成,对应涡流效应的计算过

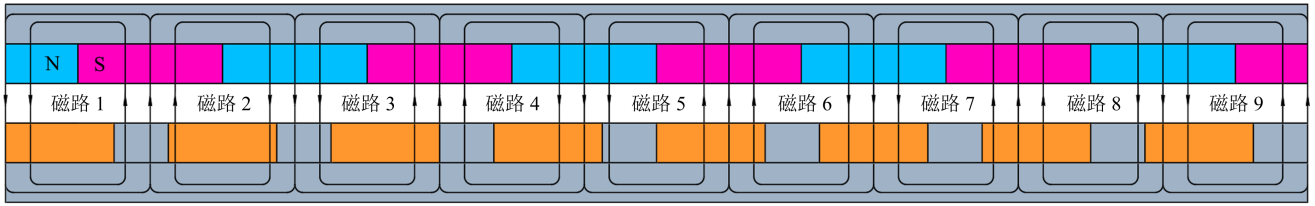


图2 磁力耦合器磁路分布

Fig. 2 Magnetic circuit distribution of the magnetic coupler

程较为简单; 另一种为围绕铁齿在相邻两扇铜导体中形成的回路, 对应图2中的磁路5、6、7、8, 由于该回路在两扇铜导体中形成, 对应计算过程较为复杂。综合考虑磁场分布及感应电流的影响, 将磁路6、7作为磁场分布及涡流效应计算过程中最为复杂的磁路, 其他的磁路都可以通过磁路6、7进行简化。同样, 在计算相邻磁路中涡流的影响时, 也需选择复杂磁路作为代表磁路进行计算。因此, 本文选取磁路6作为分析对象, 建立等效磁路模型; 磁路5和磁路7作为相邻磁路引入涡流效应的计算中。在建立等效磁路模型之前, 需要对磁路中的漏磁通及感应磁通路径进行分析, 如图4所示。其中, 实线为主磁路; 虚线为永磁体漏磁; 点划线为感应磁通。根据图4的磁路分布, 建立磁路6所对应的等效磁路模型, 如图5所示。由于图5中支路仍比较多且分析较为复杂, 因此, 需要对其进行简化。图6所示为简化后的等效磁路模型。

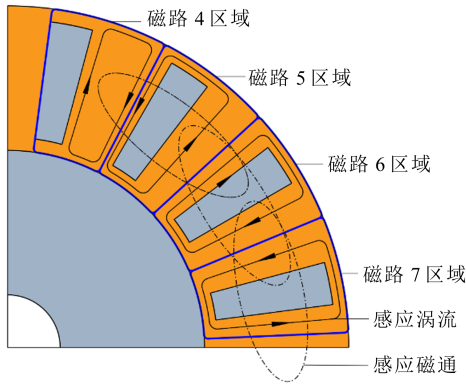


图3 磁路间涡流的相互影响

Fig. 3 Mutual influence of eddy currents between magnetic circuits

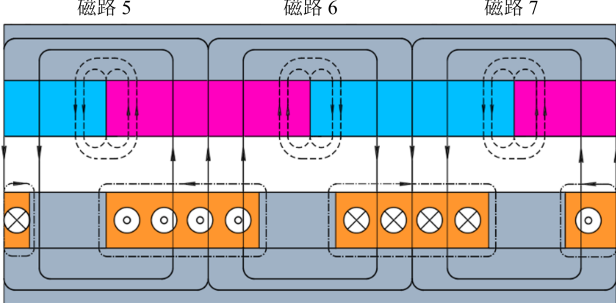


图4 磁力耦合器磁通路径

Fig. 4 Magnetic flux path of the magnetic coupler

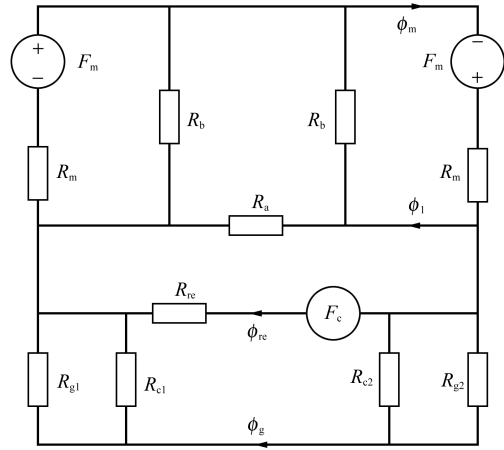


图5 等效磁路模型

Fig. 5 Equivalent magnetic circuit model

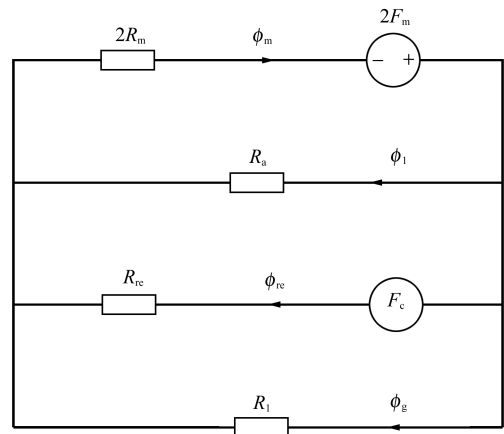


图6 简化后的等效磁路模型

Fig. 6 Simplified equivalent magnetic circuit model

图5中, 永磁体的磁动势 F_m 的表达式^[13]为

$$F_m = H_p t_m \tag{1}$$

永磁体的磁阻 R_m 为

$$R_m = \frac{2t_m}{\mu_0 \mu_r \tau_m l_p} \tag{2}$$

式中, τ_m 为永磁体的周向平均长度, 取 $\tau_m = r_m \cdot \theta_m$; l_p 为永磁体径向平均长度, 取 $l_p = r_2 - r_1$ 。

穿过气隙和导体的4条支路的磁阻表达式分别为

$$R_{g1} = \frac{g}{\mu_0 \tau_{i1} l_p}, R_{g2} = \frac{g}{\mu_0 \tau_{i2} l_p}, R_{c1} = \frac{g + t_c}{\mu_0 \tau_{c1} l_p}, R_{c2} = \frac{g + t_c}{\mu_0 \tau_{c2} l_p} \tag{3}$$

式中, R_{g1} 、 R_{g2} 为轭齿正对的气隙磁阻; R_{c1} 、 R_{c2} 为铜

导体及其正对的气隙磁阻； τ_{i1} 、 τ_{i2} 、 τ_{c1} 、 τ_{c2} 为永磁体正对的铁齿和铜导体的平均弧长。

相邻永磁体之间漏磁 R_a 的表达式为

$$R_a = 1 / \int_0^{r_a} \frac{\mu_0 l_p}{\pi r} dr \quad (4)$$

式中， r_a 取 $g+t_c$ 和 $\tau_m/2$ 的较小值。

由于本文研究对象的永磁体为紧密排布，其自身产生的单侧漏磁 R_b 对整个回路影响甚微，所以忽略不计。

简化磁路中，对应磁阻 R_l 的表达式为

$$R_l = R_{g1} // R_{c1} + R_{g2} // R_{c2} \quad (5)$$

式中，//表示磁阻并联。

1.3 涡流效应计算

图3中磁路4区域在单扇铜导体中形成感应涡流，磁路5、6、7区域围绕铁齿在两扇铜导体中形成感应涡流。后者由于铁齿的存在将涡流分隔在两扇铜导体中，在计算感应磁场时变得较为复杂。而第1.2节中提到的磁路6同样也是磁场分布中最为复杂的磁路。综合考虑，选取磁路6作为分析对象；磁路5、7为相邻磁路。由图3可知，磁路6的感应磁通不仅由自身的感应涡流产生，同时还受到相邻两磁路5、7中感应涡流的影响。所以，在计算磁路6中的涡流产生的感应磁场时，要将两侧磁路5、7中涡流的影响考虑到计算中去。由于铜导体正对永磁体N或S极的不同会产生方向相反的感应涡流，不同形式的感应涡流产生的感应磁场也会不同，但是计算过程相似，故以最为复杂的磁路6为例计算感应磁场，建立感应磁场计算坐标系，如图7所示。为方便计算，将 x 轴设在导体盘的最底部，将 y 轴设在永磁体的1/2处。

气隙磁通密度表达式^[14]为

$$B_{re} = \frac{\mu_0 t_c J_{av}}{2\pi} \left[\int_{-\tau_m}^{\tau_{c3}-\tau_m} \frac{da}{(x-a)} + \int_{-\tau_{c4}}^0 \frac{da}{(x-a)} + \int_{\tau_m-\tau_{c2}}^{\tau_m+\tau_{c5}} \frac{da}{(a-x)} + \int_{2\tau_m-\tau_{c6}}^{2\tau_m} \frac{da}{(a-x)} \right] = \frac{\mu_0 t_c J_{av}}{2\pi} \left[\ln \frac{(x+\tau_m)(x+\tau_{c4})(\tau_m+\tau_{c5}-x)(2\tau_m-x)}{(x-\tau_{c3}+\tau_m)x(\tau_m-\tau_{c2}-x)(2\tau_m-\tau_{c6}-x)} \right] \quad (10)$$

式中， τ_{c3} 、 τ_{c4} 为磁路5中永磁体正对铜导体的平均弧长； τ_{c5} 、 τ_{c6} 为磁路7中永磁体正对铜导体的平均弧长。

$$B_{re} = \frac{\mu_0 t_c J_{av}}{2\pi} \left[\ln \frac{(x+\tau_m)(x+\tau_{c4})(\tau_m+\tau_{c5}-x)(2\tau_m-x)}{(x-\tau_{c3}+\tau_m)(x-\tau_{c1})(\tau_m-x)(2\tau_m-\tau_{c6}-x)} \right] \quad (11)$$

在区域 $\tau_{c1} \leq x < \tau_m/2 + \tau_{i2}$ 中，感应磁通由3个磁路中永磁体所对应的铜导体中的感应电流叠加产生，其

$$B_{re} = \frac{\mu_0 t_c J_{av}}{2\pi} \left[\int_{-\tau_m}^{\tau_{c3}-\tau_m} \frac{da}{(x-a)} + \int_{-\tau_{c4}}^{\tau_{c1}} \frac{da}{(x-a)} + \int_{\tau_m-\tau_{c2}}^{\tau_m+\tau_{c5}} \frac{da}{(a-x)} + \int_{2\tau_m-\tau_{c6}}^{2\tau_m} \frac{da}{(a-x)} \right] = \frac{\mu_0 t_c J_{av}}{2\pi} \left[\ln \frac{(x+\tau_m)(x+\tau_{c4})(\tau_m+\tau_{c5}-x)(2\tau_m-x)}{(x-\tau_{c3}+\tau_m)(x-\tau_{c1})(\tau_m-\tau_{c2}-x)(2\tau_m-\tau_{c6}-x)} \right] \quad (12)$$

综上，磁路6中点 x 处的感应磁通密度为

$$B_{av} = (2\phi_g) / (l_p \tau_m) \quad (6)$$

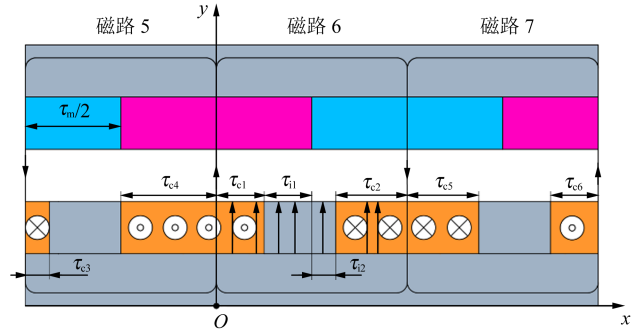


图7 感应磁场计算坐标系

Fig. 7 Coordinate system for the induction magnetic field calculation

进一步，铜导体中径向平均感应涡流密度^{[15]19-20}为

$$J_{av} = \sigma_c v B_{av} = \frac{\sigma_c \pi \Delta n r_m}{30} \quad (7)$$

式中， Δn 为永磁转子相对于导体转子的速度差。

导体盘中涡流产生的磁动势^{[15]19-20}为

$$F_c = \int_{SJ} J \cdot dS = J_{av} [(\tau_{c1} + \tau_{c2}) t_c] = \frac{\sigma_c \pi \Delta n r_m (\tau_{c1} + \tau_{c2}) t_c \phi_g}{15 l_p \tau_m} \quad (8)$$

在区域 $0 \leq x < \tau_{c1}$ 中，铜导体产生的感应磁通会被自身抵消，感应磁通由磁路6中N极永磁体所对应的铜导体及左右两侧磁路5、7中永磁体所对应的铜导体中的感应涡流叠加产生。根据安培环路定律，点 x 处的感应磁通密度^{[15]19-20}为

$$\begin{cases} 2\pi(x-a) dB_{re} = \mu_0 J_{av} t_c da \\ 2\pi(a-x) dB_{re} = \mu_0 J_{av} t_c da \end{cases} \quad (9)$$

式中， a 为任意点与感应涡流之间的距离。

因此，在区域 $0 \leq x < \tau_{c1}$ 中， x 点处的感应磁通密度表达式为

$$B_{re} = \frac{\mu_0 t_c J_{av}}{2\pi} \begin{cases} \ln \frac{(x + \tau_m)(x + \tau_{c4})(\tau_m + \tau_{c5} - x)(2\tau_m - x)}{(x - \tau_{c3} + \tau_m)x(\tau_m - \tau_{c2} - x)(2\tau_m - \tau_{c6} - x)}, & 0 \leq x < \tau_{c1} \\ \ln \frac{(x + \tau_m)(x + \tau_{c4})(\tau_m + \tau_{c5} - x)(2\tau_m - x)}{(x - \tau_{c3} + \tau_m)(x - \tau_{c1})(\tau_m - \tau_{c2} - x)(2\tau_m - \tau_{c6} - x)}, & \tau_{c1} \leq x < \tau_m/2 + \tau_{i2} \\ \ln \frac{(x + \tau_m)(x + \tau_{c4})(\tau_m + \tau_{c5} - x)(2\tau_m - x)}{(x - \tau_{c3} + \tau_m)(x - \tau_{c1})(\tau_m - x)(2\tau_m - \tau_{c6} - x)}, & \tau_m - \tau_{c2} \leq x < \tau_m \end{cases} \quad (13)$$

因此, 磁路6中的感应磁通表达式为 其中,

$$\phi_{re} = \int_0^{\tau_m} B_{re} l_p dx = \gamma \phi_g \quad (14)$$

$$\gamma = \frac{\mu_0 \sigma_c t_c \Delta n r_m}{60 \tau_m} \left[\int_0^{\tau_{c1}} \ln \frac{(x + \tau_m)(x + \tau_{c4})(\tau_m + \tau_{c5} - x)(2\tau_m - x)}{(x - \tau_{c3} + \tau_m)x(\tau_m - \tau_{c2} - x)(2\tau_m - \tau_{c6} - x)} dx + \int_{\tau_{c1}}^{\tau_m/2 + \tau_{i2}} \ln \frac{(x + \tau_m)(x + \tau_{c4})(\tau_m + \tau_{c5} - x)(2\tau_m - x)}{(x - \tau_{c3} + \tau_m)(x - \tau_{c1})(\tau_m - \tau_{c2} - x)(2\tau_m - \tau_{c6} - x)} dx + \int_{\tau_m - \tau_{c2}}^{\tau_m} \ln \frac{(x + \tau_m)(x + \tau_{c4})(\tau_m + \tau_{c5} - x)(2\tau_m - x)}{(x - \tau_{c3} + \tau_m)(x - \tau_{c1})(\tau_m - x)(2\tau_m - \tau_{c6} - x)} dx \right] \quad (15)$$

1.4 转矩的计算

根据图5, 结合基尔霍夫定律, 关于磁阻、磁通量和磁动势的方程组为

$$\begin{pmatrix} 2R_m & R_a & 0 \\ 1 & -1 & -(1 + \gamma) \\ 0 & R_a & -R_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \phi_m \\ \Phi_1 \\ \phi_g \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 2F_m \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (16)$$

式中, Φ_1 为漏磁通。

对方程组求解, 磁路6中轴向气隙磁通为

$$\phi_g = \frac{2F_m R_a}{(1 + \gamma)2R_m R_a + R_1(2R_m + R_a)} \quad (17)$$

尽管轭铁和铜导体都会产生感应涡流, 但铜的电导率远大于铁, 产生的感应涡流基本都分布在铜导体中。因此, 可以忽略铁齿和轭铁盘产生的牵引力, 电磁力只存在于主磁通穿过导体的区域。设磁路6中被主磁通穿过的铜导体的体积为 V , 其产生的牵引力为

$$F_6 = \int_V |J \times B| dV = k_s J_{av} B_{av} t_c (\tau_{c1} + \tau_{c2}) l_p \quad (18)$$

其中,

$$k_s = 1 - \tanh(\pi\omega_p/2\tau_p) / \left[(\pi\omega_p/2\tau_p) \{ 1 + \tanh(\pi\omega_p/2\tau_p) \tanh[\pi(r_4 - r_2)/2\tau_p] \} \right] \quad (19)$$

式中, k_s 为Russell-Norsworthy因子^[16], 用于修正三维端部效应。

主磁路6产生的电磁转矩为

$$T_6 = F_6 r_m \quad (20)$$

同理, 可推导出其他回路的电磁转矩, 有

$$T_i = F_i r_m, i = 1, 2, \dots, 9 \quad (21)$$

叠加求得磁力耦合器的电磁转矩, 即

$$T = 2 \sum_{i=1}^9 T_i \quad (22)$$

2 电磁特性有限元仿真分析

为进一步研究开槽盘式磁力耦合器的转矩性能, 需要在模拟软件中建立仿真模型。仿真模型建立后绘制了一个气隙包, 将永磁体盘包裹并将其设置为Band, 再选择运动类型和参数; 而后建立一个大气隙包, 并作为边界将整个模型包裹在内。为保证仿真分析的准确性, 需要对铜导体、永磁体以及气隙的网格划分进行细化, 如图8所示。

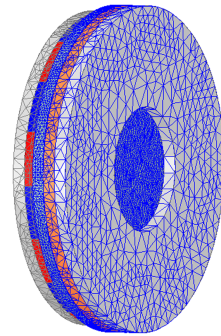


图8 磁力耦合器三维仿真模型

Fig. 8 3D simulation model of the magnetic coupler

2.1 气隙磁场分析

为分析验证相邻磁路间涡流对原磁场的影响, 对开槽盘式磁力耦合器在气隙厚度为4 mm时平均半径处的轴向气隙磁通密度分布进行对比, 结果如图9所示。由图9可知, 在无涡流影响时, 磁力耦合器整体的磁通密度较有涡流影响时的磁通密度大。可见, 相邻磁路间涡流对气隙磁场有一定影响, 在分析计算时有必要将其考虑到计算模型中。

图10(a)、图10(b)所示分别为导体盘内涡流的密度分布和涡流的真实路径。由图10(a)可知, 由于铜的电导率远大于铁, 导体盘中的感应涡流集中分

布在开槽铜盘上,而轭铁盘和铁齿中的感应涡流密度远小于铜导体,可以忽略不计。由图10(b)可知,由于铁齿的存在,感应涡流的流向发生变化,径向流动增加,进而减少了涡流损耗。导体盘上主要存在2种形式的感应涡流,第一种在单扇铜导体中形成回路1,第二种围绕铁齿在两扇铜导体中形成回路2。该结果验证了上文中关于涡流效应分析的正确性。

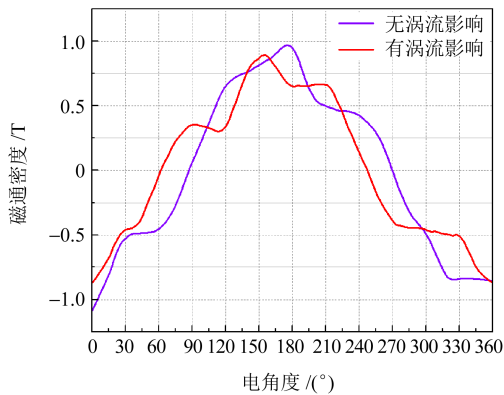
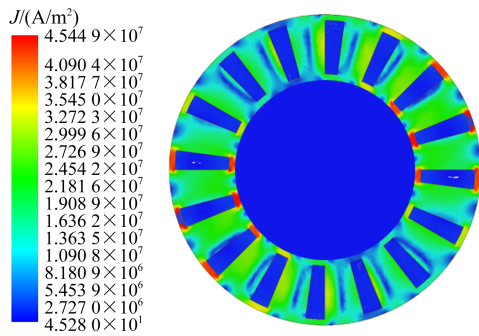
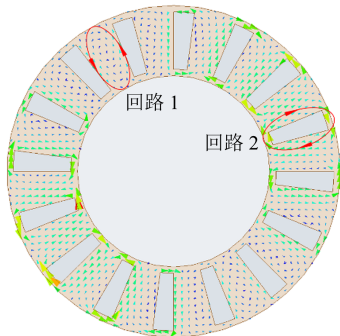


图9 气隙磁场分布

Fig. 9 Distribution of the air gap magnetic field



(a) 涡流密度分布



(b) 涡流路径

图10 导体盘内的涡流

Fig. 10 Eddy currents in the conductor disk

2.2 电磁转矩分析

为进一步分析相邻磁路间涡流对电磁转矩的影响,建立转速差为120 r/min、不同气隙厚度下有相邻涡流影响时转矩随时间变化的关系曲线,如图11所示。由图11可知,考虑相邻涡流影响时的输出

转矩较未考虑时的输出转矩略小,且随气隙的减小,涡流的影响作用增大。此外,当转速差一定时,磁力耦合器的输出转矩随时间变化逐渐达到稳定状态;且随气隙厚度的减小,输出转矩变大。图12所示为磁力耦合器在输入转速为1200 r/min、气隙厚度为4 mm时的机械特性曲线。由图12可知,随着转速差的增大,输出转矩先增大后减小;受相邻涡流间的影响,输出转矩在各转速差下均有所减小,且转速差越大,相邻涡流间的抑制作用越强。可见,在运行过程中,磁力耦合器相邻磁路间涡流对转矩会产生一定的影响。

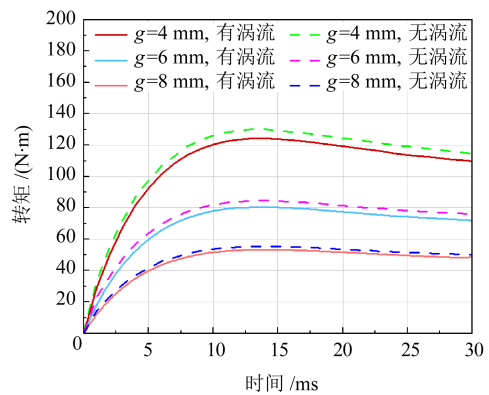


图11 不同气隙厚度下转矩随时间变化的关系曲线

Fig. 11 Curves of the torque variation with the time under different air gap thicknesses

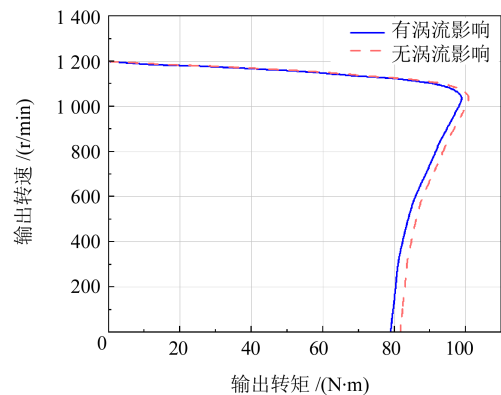


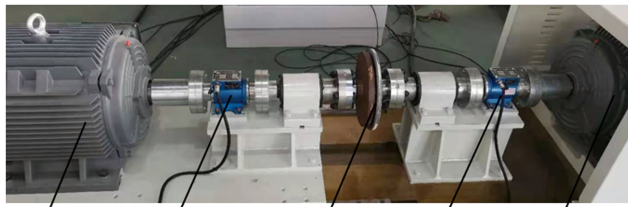
图12 机械特性曲线

Fig. 12 Curves of the mechanical characteristic

3 试验验证

3.1 试验平台搭建

为了验证开槽盘式磁力耦合器的理论计算及转矩性能,搭建了转矩转速试验测量平台,如图13所示。驱动电动机连接永磁体盘并为其提供动力;2个转矩转速传感器分别安装在输入端与输出端,用于测量转矩及转速;负载电动机连接导体盘,用于提供不同形式的负载。



驱动电动机 转矩转速传感器 磁力耦合器 转矩转速传感器 负载电动机

图13 试验测量平台

Fig. 13 Test measurement platform

3.2 试验结果及分析

图14所示为开槽盘式磁力耦合器在气隙为6 mm时电磁转矩和转速差的关系曲线。由图14可知,在转速差较小的情况下,理论值、仿真值、试验值三者的误差较小;并且由于在试验过程中存在摩擦、振动以及永磁体略微退磁等因素,试验值略小于理论值和仿真值。而随着转速差的增大,理论值逐渐发生偏离;当转速差为120 r/min时,相对误差达到6.67%。这是因为转速差的增大会使磁力耦合器在运行过程中的磁力线发生畸变,导致等效磁路模型中理论计算的磁阻小于实际磁阻,使得电磁转矩在大转速差下的理论值大于仿真值和试验值。为了减少涡流损耗,磁力耦合器一般在低转速差下工作。所以,本文的计算方法可有效地预测电磁转矩。

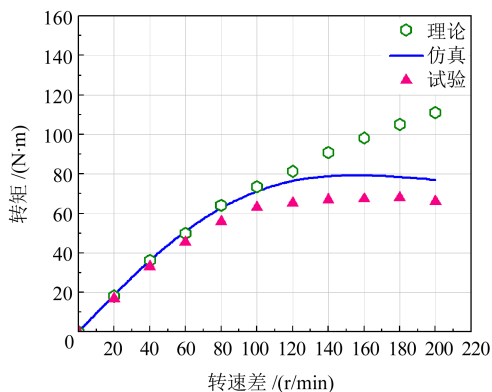


图14 转矩随转速差变化的关系曲线

Fig. 14 Relation curves of the torque variation with the speed difference

图15所示为磁力耦合器转速差50 r/min时,通过理论、仿真、试验得到的转矩与气隙厚度的关系曲线。输出转矩随气隙厚度变大而逐渐减小,且减小速率逐渐减缓;当气隙厚度较小时,结果具有较好的吻合性;但随着气隙厚度的增大,结果的偏差也增大;当气隙厚度为8 mm时,相对误差达到8.57%。这些误差是由在第1.2节中建立等效磁路模型时假设主磁通量垂直穿过永磁体、气隙和导体盘而产生的;由于铁齿对磁场的吸引作用,实际的磁通路径会随着气隙厚度的增加逐渐发生扭曲变形。

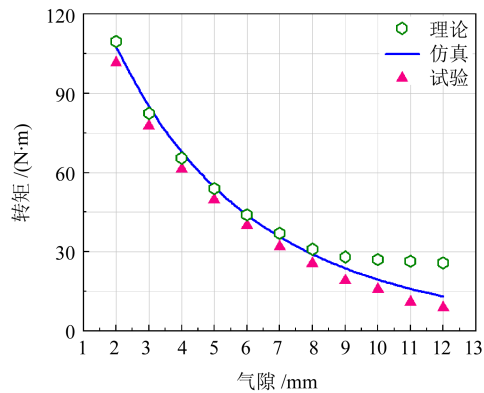


图15 转矩随气隙厚度变化的关系曲线

Fig. 15 Relation curves of the torque variation with the air gap length

4 结论

1) 综合考虑磁场分布及感应电流分布的影响,选择最具代表性的复杂磁路作为分析对象,建立了等效磁路模型;考虑三维端部效应、开槽导体盘上相邻回路之间的涡流以及自身涡流对感应磁场的影响,推导了气隙磁通及电磁转矩的计算表达式。

2) 有限元分析结果表明,相邻磁路及自身磁路间的涡流对原气隙磁场具有一定的抑制作用。导体盘的感应涡流集中分布在铜盘上,且轭齿的存在使感应涡流的流向发生改变,导致径向流动增加,进而使得涡流损耗减小。磁力耦合器输出转矩同样受到相邻涡流间的影响,随着气隙厚度的减小及转速差的增大,涡流对输出转矩的抑制作用逐渐增强。

3) 通过试验测得,开槽盘式磁力耦合器输出转矩的试验值与仿真值、理论值在气隙较小($g \leq 8$ mm)、转速差较小($\Delta n \leq 120$ r/min)的情况下具有较高的一致性。

参 考 文 献

- [1] LUO J, LIU Y X, PU H Y, et al. Modelling and analysis of the intersecting axis permanent magnet eddy-current coupler [J]. IET Electric Power Applications, 2024, 18(6): 681-692.
- [2] ZHENG D, GUO X F. Analytical prediction and analysis of electromagnetic-thermal fields in PM eddy current couplings with injected harmonics into magnet shape for torque improvement [J]. IEEE Access, 2020, 8: 60052-60061.
- [3] 杨超君, 管春松, 丁磊, 等. 盘式异步磁力联轴器传动特性 [J]. 机械工程学报, 2014, 50(1): 76-84.
YANG Chaojun, GUAN Chunsong, DING Lei, et al. Transmission characteristics of axial asynchronous permanent magnet couplings [J]. Journal of Mechanical Engineering, 2014, 50(1): 76-84.
- [4] FU C W, WANG D Y, ZHAO Q L. A compact and coupling-smooth magnetic coupler design for AGV wireless charging application [J]. IEEE Access, 2023, 11: 11288-11297.

- [5] 杨超君,朱莉,吴盈志,等. 开槽型盘式异步磁力耦合器调速特性[J]. 电机与控制学报,2021,25(11):130-138.
YANG Chaojun, ZHU Li, WU Yingzhi, et al. Speed-control characteristics of slotted-type axial-flux asynchronous magnetic couplers[J]. Electric Machines and Control, 2021, 25(11): 130-138.
- [6] BELGUERRAS L, MEZANI S, LUBIN T. Analytical modeling of an axial field magnetic coupler with cylindrical magnets[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2021, 57(2): 8000305.
- [7] MOHAMMADI S, MIRSALEM M, VAEZ-ZADEH S. Nonlinear modeling of eddy-current couplers[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2014, 29(1): 224-231.
- [8] WANG J, ZHU J G. A simple method for performance prediction of permanent magnet eddy current couplings using a new magnetic equivalent circuit model[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(3): 2487-2495.
- [9] GUO B Z, LI D S, SHI J R, et al. A performance prediction model for permanent magnet eddy-current couplings based on the air-gap magnetic field distribution[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2022, 58(5): 8000809.
- [10] 杨超君,谷礼祥,马超,等. 实心盘式磁力耦合器转矩特性分析[J]. 机械设计与研究,2024,40(1):220-224.
YANG Chaojun, GU Lixiang, MA Chao, et al. Torque characteristic analysis of solid disk magnetic coupler[J]. Machine Design & Research, 2024, 40(1): 220-224.
- [11] RAZAVI H K, LAMPERTH M U. Eddy-current coupling with slotted conductor disk[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2006, 42(3): 405-410.
- [12] YANG C J, PENG Z Z, TAI J X, et al. Torque characteristics analysis of slotted-type eddy-current couplings using a new magnetic equivalent circuit model [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2020, 56(9): 8000613.
- [13] KONG D S, WANG D Z, LI W H, et al. Analysis of a novel flux adjustable axial flux permanent magnet eddy current coupler[J]. IET Electric Power Applications, 2023, 17(2): 181-194.
- [14] 杨超君,王剑,杭天,等. 筒式实心磁力耦合器的电磁转矩计算与传动特性[J]. 机械传动,2024,48(11):63-70.
YANG Chaojun, WANG Jian, HANG Tian, et al. Electromagnetic torque calculation and transmission characteristic of drum-type solid magnetic couplers [J]. Journal of Mechanical Transmission, 2024, 48(11): 63-70.
- [15] 彭志卓. 磁体旋转型鼠笼盘式磁力耦合器齿槽调制与调速性能研究[D]. 镇江:江苏大学,2021:18-22.
PENG Zhizhuo. Study on slot modulation and speed-regulation performance of magnet rotation-type cage axial-flux magnetic coupler[D]. Zhenjiang: Jiangsu University, 2021: 18-22.
- [16] RUSSELL R L, NORSWORTHY K H. Eddy currents and wall losses in screened-rotor induction motors [J]. Proceedings of the IEE-Part A: Power Engineering, 1958, 105(20): 163-175.

Torque characteristic analysis of slotted disk magnetic couplers

YANG Chaojun^{1,2} WANG Kaixuan¹ GUO Yafei¹ ZHU Zhicheng¹

(1. School of Mechanical Engineering, Jiangsu University, Zhenjiang 212013, China)

(2. State Key Laboratory of Mechanical Transmission for Advanced Equipment, Chongqing University, Chongqing 400044, China)

Abstract: [Objective] For slotted disk magnetic couplers, the slotted conductor disk complicates the magnetic circuit during operation, increasing the difficulty of calculating electromagnetic torque. A reliable electromagnetic torque prediction model was established, and its torque characteristics were studied. [Methods] A 18-pole 16-slot disk magnetic coupler was studied. Firstly, via the equivalent magnetic circuit method, induced eddy currents from adjacent and self-magnetic circuits were introduced as a branch into a new model. Considering 3D end effects and combining Ampere's and Kirchhoff's laws, air gap flux and output torque expressions were derived. Secondly, the coupler was simulated and analyzed by the finite element simulation software, obtaining distributions of air gap magnetic field and eddy currents, and torque variations with air gap thickness and speed difference under adjacent eddy current influence. Finally, a test platform was established to verify theoretical and simulation results. [Results] The results show that the results of theoretical calculation, finite element simulation and test are basically consistent. The proposed theoretical model has high accuracy, providing a reliable prediction model for studying the torque performance of such couplers.

Key words: Slotted disk magnetic coupler; Equivalent magnetic circuit method; Output torque; Neighboring eddy current; Air-gap magnetic field

(编辑: 李立)