

DOI: 10.7652/xjtuxb201509020

大功率盘式交流永磁同步电机电磁场分析

陈起旭¹, 徐俊¹, 杨松², 王云洪², 赵龙涛², 曹秉刚¹

(1. 西安交通大学机械工程学院, 710049, 西安; 2. 青岛海西电机有限公司, 266000, 山东青岛)

摘要: 针对应用于石油钻井平台的 510 kW 盘式交流永磁同步电机进行了建模,并分别从空载、负载、电感角度进行了三维电磁场仿真。建模中考虑了模型的对称性和周期性,将整体模型简化成 1/4 模型,从而显著减少了仿真的计算量。在电机空载状态下,得到了空载磁通密度分布,分析了永磁体极弧系数、槽口宽度和极槽配合对齿槽转矩的影响,通过优化,在永磁体极弧系数取 0.85、槽口宽度取 5 mm、极槽配合取 18 槽 16 极时,得到了最小的齿槽转矩 30.64 N·m,这将有利于降低转矩波动,从而减小电机的振动和噪声,提高系统的控制精度和品质。在电机负载状态下,分析了不同电流激励源和内功率因数角下的电磁转矩波形:在恒转矩区,当相电流为 550 A、内功率因数角为 22°、额定转速为 1 600 r/min 时的电磁转矩为 3.115 kN·m;在恒功率调速区,当相电流为 550 A、内功率因数角为 41°、转速为 2 000 r/min 时,电磁转矩为 2.577 kN·m;在过载工作区,当相电流为 1 140 A、内功率因数角为 47°、额定转速为 1 600 r/min 时,电磁转矩为 4.756 kN·m,电机达到 1.5 倍过载。与同体积的其他电机相比,该电机的电磁转矩密度有显著提高,内功率因数角调整裕度也较大,能满足过载能力要求。此外,结合电机空载和负载求得的参数,绘制了盘式电机矢量图,求得同步电感值为 0.31 mH。

关键词: 盘式交流永磁同步电机;电磁场;电磁转矩;仿真

中图分类号: TM32 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2015)09-0120-06

Electromagnetic Field Analysis on High-Power Disc-Type AC Permanent Magnet Synchronous Motor

CHEN Qixu¹, XU Jun¹, YANG Song², WANG Yunhong², ZHAO Longtao², CAO Binggang¹

(1. School of Mechanical Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China;

2. Qingdao Haixi Electrical Machine Limited Corporation, Qingdao, Shandong 266000, China)

Abstract: A 3D electromagnetic field was modelled and simulated in the design of a 510 kW disk-type AC permanent magnet synchronous motor used on oil drilling platform. Considering the symmetry and periodicity of this model, the model was simplified into a one-fourth part hence the computing workload was greatly reduced. Under no-load condition, the no-load flux density distribution and the effects of pole arc-coefficient, slot opening width, and slot-pole combination on the cogging torque were analyzed. By optimization, the minimum value of cogging torque was 30.64 N·m when the pole arc-coefficient was set 0.85, the slot opening width was set 5 mm, and an 18 slot-16 pole combination was adopted. This significantly reduced motor torque fluctuation, hence reduced vibration and noise levels and improved the control accuracy and

收稿日期: 2015-01-11。 作者简介: 陈起旭(1982—),男,博士生;徐俊(通信作者),男,讲师。 基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51405374)。

网络出版时间: 2015-06-17

网络出版地址: <http://www.cnki.net/kcms/detail/61.1069.T.20150617.0902.009.html>

quality of the system. When the motor was working under loading condition, the waveforms of electromagnetic torque were analyzed under different exciting currents and inner power factor angles. The electromagnetic torques under different operation conditions were also obtained. Research shows that the electromagnetic torque density of this motor increases significantly compared with other motors with the same volume, and its adjustment margin of inner power factor angle is quite large, satisfying the requirement of overloading. Moreover, according to the obtained no-load and load parameters, the vectorgraph of this disk-type synchronous motor was drawn and the synchronous inductance value of 0.31 mH was obtained.

Keywords: disc-type AC permanent magnet synchronous motor; electromagnetic field; electromagnetic torque; simulation

盘式交流永磁同步电机(以下简称盘式电机)是一种采用轴向磁通励磁,通过盘形定、转子的相对运动在转子轴上产生电磁转矩的特殊电机。由于盘式电机兼具轴向尺寸短、功率密度高、转动惯量小以及结构简单、体积小、质量轻、损耗小、效率高等优点^[1-2],目前已逐渐应用于航空航天、石油钻探、数控机床、工业机器、电动汽车等领域。

近年来,国内外学者对盘式电机进行了大量的研究。文献[3]利用三维有限元方法对盘式电机的起动性能和电感参数进行了仿真研究,但只是计算了电机的交直流电枢反应电感,并利用 MATLAB 建立了仿真模型,验证了盘式电机的起动特性;文献[4-5]针对有槽绕组的轴向磁通永磁电机,在降低齿槽转矩和空载功率损耗方面进行了实验研究,在实验平台上通过改变气隙、斜极、转子盘的相对角度偏移以及使用 PVC 或 Somaloy 材料制作的槽楔来封闭槽口,研究了这些措施对齿槽转矩和空载反电势的影响,但研究对象是单定子、单转子方案,且没有考虑负载工况以及电感参数;文献[6]使用有限元方法对电机定子铁芯采用的软磁材料和卷绕带状材料进行了铁芯损耗的对比研究。文献[7]提出了一种混合励磁的轴向磁通电机,采用单定子双转子拓扑结构,通过使用旋转的励磁绕组,使磁链可以在很宽的范围内调整,并对设计的样机进行了有限元分析和实验对比,分析了线反电势及其傅里叶分解,但此项研究仅仅考虑了恒功率区的功率损耗。文献[8]提出了一种无铁芯轴向磁通电机,并进行了基于 Maxwell 方程的三维磁场分析预测和基于磁场标量磁势的有限元计算,得到了磁场分布和齿槽转矩,但是并没有考虑过载、恒转矩、恒功率等工况,只是对比分析了两种方法计算空载气隙磁通密度和齿槽转矩波形的误差。文献[9]对比分析了永磁体斜极和无斜极双外转子单内定子的圆环形表贴式电机,使

用三维有限元软件分析了空载气隙磁通密度、齿槽转矩和脉动转矩,但是没有考虑永磁体的极弧系数、槽口宽度、极槽配合等参数对齿槽转矩的影响。

目前,针对双定子单转子的盘式电机,尤其是应用于石油钻井平台领域的大功率低转矩脉动盘式电机,在抗海上盐雾、过载及弱磁调速能力等方面的研究还是空白。

本文针对应用于石油钻井平台的 510 kW 盘式交流永磁同步电机,采用三维电磁场仿真软件,从改变永磁磁极参数、电枢参数以及电枢槽数和极数的合理组合入手,分析了影响空载齿槽转矩的参数;在负载方面,考虑了恒转矩、恒功率以及过载工作状态,分析了不同电流激励源、不同内功率因数角下的电磁转矩波形。建模中考虑了模型的对称性和周期性,将整体模型简化为 1/4 模型,相对于全模型仿真,显著降低了仿真的计算量,节约仿真时间 60% 以上。最后,结合空载和负载求得的参数绘制了盘式电机矢量图,求得了同步电感值。

1 盘式电机的结构与主要参数

1.1 盘式电机的结构

研究对象是一台应用于石油钻井平台的 510 kW 盘式交流永磁同步电机,其结构如图 1 所示,主要由齿轮箱组件、定子组件、转子组件、机座与出线盒组件以及盘式刹车组件等组成,其中电机部分采用的是双定子单转子结构方案,优点是既可以平衡由于轴向气隙偏心产生的单边磁拉力,又便于在端盖设计冷却水路,以利于电机散热。

定子铁芯采用高磁导率、低损耗、超薄的卷绕带状材料制成,有利于减小涡流损耗和磁滞损耗。转子组件采用铁芯结构,两侧永磁体的排列形式可以分为 NS 型和 NN 型两种,如图 2 所示。当转子两侧的永磁体采用 NS 型排列方式时,转子上、下面相

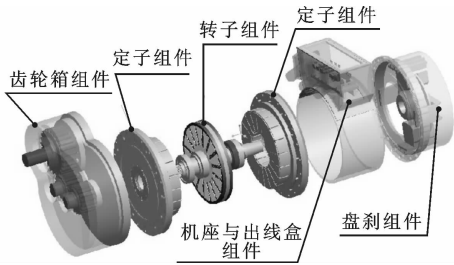


图 1 盘式电机数字样机爆炸图

同位置的永磁体的励磁方向是一致的,两个永磁体励磁相叠加,因此较小尺寸的永磁体即可达到所需的气隙磁通量。然而,当转子两侧的永磁体为 NN 型排列方式时,由于该组永磁体励磁方向是相反的,在同一位置的磁势、磁通密度相互之间被削弱,在这种情况下要达到与 NS 型排列相同的电机性能,必须在一定程度上增加永磁体的厚度或者增大极弧系数,以达到增大励磁的目的。由此可知,在参数相同的条件下,永磁体采用 NS 型排列时的功率密度高于 NN 型排列时的,因此本设计中采用 NS 型结构的设计方案。

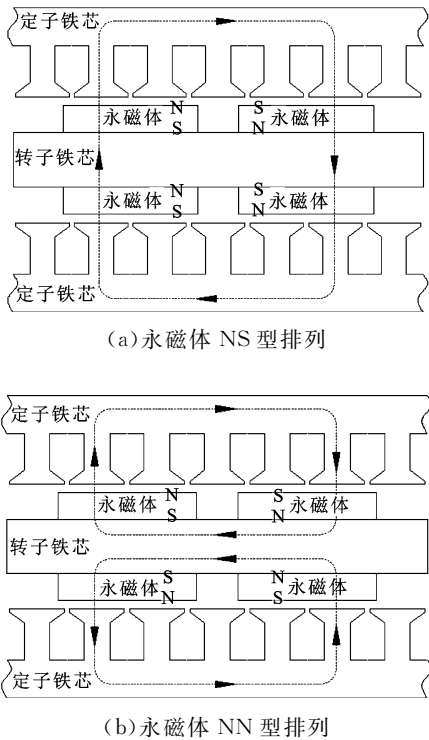


图 2 不同排列方式的永磁体励磁结构

1.2 盘式电机的主要参数

盘式电机的主要设计参数如表 1 所示,依此设计可以提供 1.5 倍的过载,转速可弱磁扩速到 2 000 r/min。

表 1 盘式电机的主要参数

额定功率/kW	510	定子外径/mm	570
额定电压/V	600	转子内径/mm	140
额定电流/A	550	转子外径/mm	610
额定转速/r·min ⁻¹	1 600	磁钢厚度/mm	25
槽数	18	铁芯牌号	50WW350
极数	16	磁钢牌号	N38UH
气隙/mm	3	剩磁/T	1.227
定子内径/mm	280	矫顽力/kA·m ⁻¹	890

2 盘式电机电磁场分析

2.1 建模

盘式电机采用 16 极 18 槽电磁方案。考虑模型的对称性和周期性,将整体模型简化成 1/4 模型,如图 3 所示。

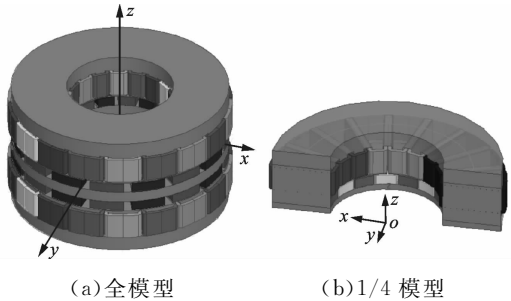


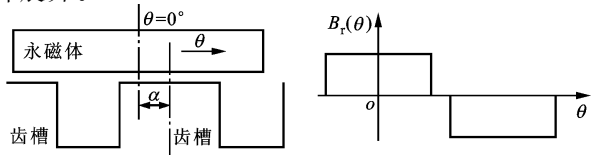
图 3 盘式电机的全模型与 1/4 模型

2.2 空载时的齿槽转矩分析

盘式电机的齿槽转矩是在绕组无电流激励下由永磁体和定子铁芯相互作用产生的转矩,是由永磁体与电枢齿相互作用力的切向分量引起的。

削弱齿槽转矩的方法可归纳为三大类:改变永磁磁极参数;改变电枢参数;电枢槽数和极数的合理组合。所以,本文空载分析的重点主要关注永磁体极弧系数、槽口宽度、极槽配合 3 个参数对齿槽转矩的影响。

在永磁体磁极均布的永磁电机中,定、转子的相对位置及永磁体剩磁密度 $B_r(\theta)$ 沿圆周的分布如图 4 所示,可得 $B_r^2(\theta)$ 在区间 $[-\pi/2p, \pi/2p]$ 上的傅里叶展开。



(a) 永磁体与电枢的相对位置 (b) 剩磁密度分布

图 4 永磁体与电枢的相对位置及剩磁密度分布

气隙磁通密度沿电枢表面的分布可近似表示成

$$B(\theta,\alpha) = B_r(\theta) \frac{h_m(\theta)}{h_m(\theta) + \delta(\theta,\alpha)} \tag{1}$$

式中: $B_r(\theta)$ 、 $\delta(\theta,\alpha)$ 、 $h_m(\theta)$ 分别为永磁体的剩磁密度、有效气隙长度和沿充磁方向的厚度。

$$B_r^2(\theta) = B_{r0} + \sum_{n=1}^{\infty} B_{rn} \cos 2np\theta \tag{2}$$

式中: $B_{r0} = \alpha_p B_r^2$; $B_{rn} = \frac{2}{n\pi} B_r^2 \sin n\alpha_p \pi$; p 为极对数; α_p

为永磁体磁极的极弧系数。

考虑定子铁芯卷绕工艺的可实现性,采用等槽口宽度。研究槽口宽度变化对齿槽转矩的影响,可以达到削弱齿槽转矩的目的。影响系数

$$G_n = \frac{2}{n\pi} \left(\frac{h_m}{h_m + \delta} \right)^2 \left[\sin \left(n\pi - \frac{nz\theta_s}{4} \right) - \sin \frac{nz\theta_s}{4} \right] \tag{3}$$

结合式(2)和式(3),得到如下齿槽转矩表达式^[10]

$$T_{\text{cog}}(\alpha) = \frac{\pi z L_a}{4\mu_0} (R_2^2 - R_1^2) \sum_{n=1}^{\infty} n G_n B_{r,nz/2p} \sin n\alpha \tag{4}$$

式中: L_a 为电枢铁芯的轴向长度; R_1 和 R_2 分别为电枢外半径和定子轭内半径; n 是使 $nz/2p$ 为整数的整数。

2.2.1 空载磁通密度分布 在定子绕组无电流激励、只考虑永磁体励磁和额定转速、极弧系数取 0.85 的条件下,得到了磁通密度幅值和磁通密度矢量云图分布,分别如图 5、图 6 所示。在空载状态下,提取中间气隙处的磁通密度曲线,并对其进行傅里叶分解,得到基波及各次谐波分布,如图 7 所示,结果满足气隙磁通密度的设计要求。

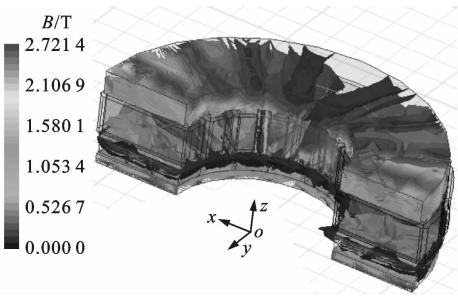


图 5 盘式电机的磁通密度幅值云图

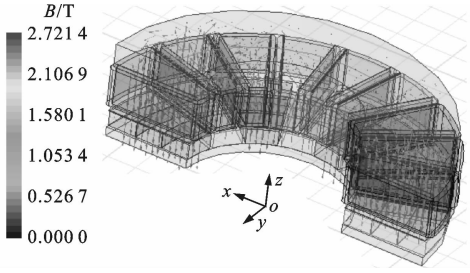


图 6 盘式电机的磁通密度矢量云图

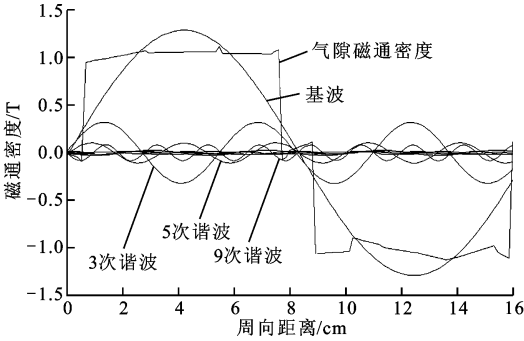


图 7 极弧系数取 0.85 时的气隙磁通密度傅里叶分解

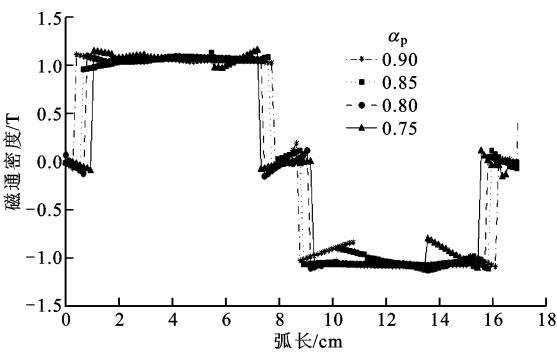


图 8 不同极弧系数下的气隙磁通密度波形

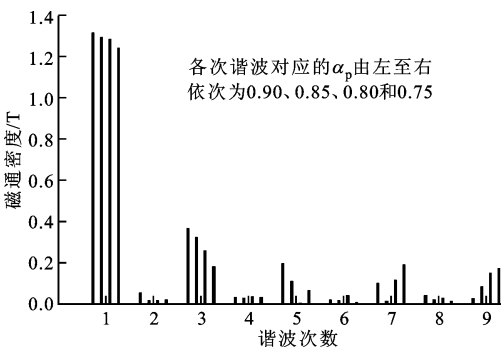


图 9 不同极弧系数下的气隙磁通密度基波及各次谐波分布

2.2.2 永磁体极弧系数对齿槽转矩的影响 从式(2)可以看出,极弧系数影响气隙磁通密度。当其他参数不变、极弧系数取 0.75~0.9 时,得到的气隙磁通密度波形如图 8 所示,不同极弧系数下的基波及各次谐波分布如图 9 所示。

从图 9 可以看出,当其他参数不变、极弧系数取

0.8 和 0.85 时,气隙磁通密度的 5 次和 7 次谐波被大大削弱了。

当极弧系数取 0.85 时,得到的最小齿槽转矩为 38.89 N·m,如图 10 所示,这一结果能保证电机在低速运行时的稳定性。

2.2.3 槽口宽度对齿槽转矩的影响 极弧系数取

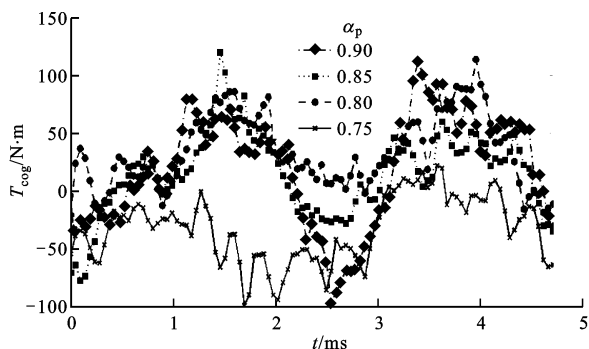


图10 不同极弧系数下的齿槽转矩分布

0.85,其他参数不变,槽口宽度 b_{s0} 依次取 3、4、5、6 mm,得到的齿槽转矩分布如图 11 所示。

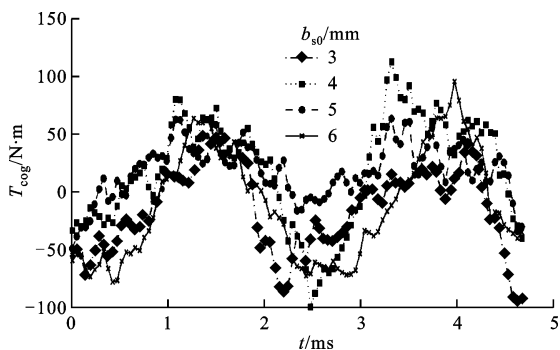


图11 不同槽口宽度下的齿槽转矩分布

考虑到嵌线的方便性,槽口宽度取 5 mm,得到最小齿槽转矩为 30.64 N·m。

2.2.4 极槽配合对齿槽转矩的影响 为了有效削弱齿槽转矩,应使一个齿距内齿槽转矩的周期数 (N_p) 较多,同时缩短绕组端部长度。经过优选,确定盘式电机采用 16 极 18 槽的多极少槽方案。

$$N_p = \frac{2p}{\gcd(z, 2p)} = \frac{16}{\gcd(18, 16)} = 8 \quad (5)$$

式中: $\gcd(z, 2p)$ 表示槽数 z 与极数 $2p$ 的最大公约数。

上面分别从极弧系数、槽口宽度和极槽配合的角度,研究了影响齿槽转矩的主要参数,得到了最小的齿槽转矩,这将有利于明显降低转矩波动,从而降低电机的振动和噪声,提高系统的控制精度和品质。

2.3 盘式电机负载分析

在进行盘式电机负载仿真分析时,分别给三相绕组加载额定的相电流,三相电流的相位相差 120° 。加载的三相对称电流^[10-13]如下

$$\left. \begin{aligned} I_A &= 2^{0.5} I_m \sin(2\pi ft + \Psi) \\ I_B &= 2^{0.5} I_m \sin(2\pi ft + \Psi - 2\pi/3) \\ I_C &= 2^{0.5} I_m \sin(2\pi ft + \Psi + 2\pi/3) \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

式中: I_m 为相电流的有效值; $f = np/60$; n 为额定转

速; Ψ 为内功率因数角(电流与相反电动势之间的夹角)。

因为定子的三相对称绕组接成星形结构,所以定子的 A 相电流 $i_A(t)$ 与相反电势 $e_A(t)$ 的表达式如下^[11-13]

$$i_A(t) = I_{m1} \sin(\omega_1 t) + I_{m5} \sin(5\omega_1 t) + I_{m7} \sin(7\omega_1 t) + \cdots \quad (7)$$

$$e_A(t) = E_{m1} \sin(\omega_1 t) + E_{m3} \sin(3\omega_1 t) + E_{m5} \sin(5\omega_1 t) + E_{m7} \sin(7\omega_1 t) + \cdots \quad (8)$$

式中: ω_1 为基波角频率,稳态时为转子的电角频率。A 相的电磁功率可表示为

$$P_A = e_A(t)i_A(t) = P_0 + P_2 \cos(2\omega_1 t) + P_4 \cos(4\omega_1 t) + P_6 \cos(6\omega_1 t) + \cdots \quad (9)$$

同理, B 相和 C 相的电磁功率可表示为

$$P_B = e_B(t)i_B(t) = P_0 + P_2 \cos(2\omega_1 t - 2\pi/3) + P_4 \cos(4\omega_1 t - 2\pi/3) + P_6 \cos(6\omega_1 t - 2\pi/3) + \cdots \quad (10)$$

$$P_C = e_C(t)i_C(t) = P_0 + P_2 \cos(2\omega_1 t - 4\pi/3) + P_4 \cos(4\omega_1 t - 4\pi/3) + P_6 \cos(6\omega_1 t - 4\pi/3) + \cdots \quad (11)$$

得到电磁转矩如下

$$T_{em} = \frac{1}{\Omega} [e_A(t)i_A(t) + e_B(t)i_B(t) + e_C(t)i_C(t)] \quad (12)$$

式中: Ω 为转子的机械角速度。

由此,可得盘式电机带负载时在不同电流、转速和内功率因数角工况下的输出电磁转矩曲线,如图 12 所示。

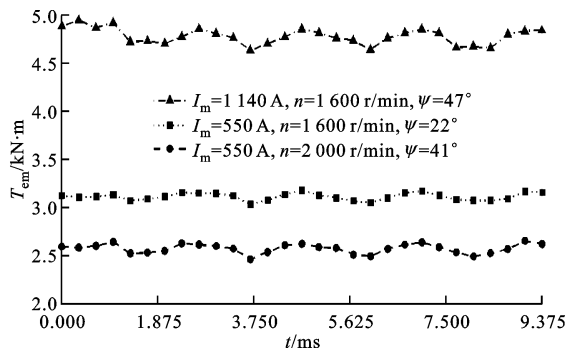


图12 输出电磁转矩曲线

由图 12 可知:当相电流为 1140 A、额定转速为 1600 r/min、内功率因数角为 47° 时(上部曲线),盘式电机可达到 1.5 倍过载,平均输出电磁转矩为 4.756 kN·m;当相电流为 550 A、额定转速为 1600 r/min、内功率因数角为 22° 时(中间曲线),平均输出电磁转矩为 3.115 kN·m;当相电流为 550 A、转

速为2 000 r/min、内功率因数角为 41° 时(下部曲线),平均输出电磁转矩为 $2.577\text{ kN}\cdot\text{m}$,为恒功率调速。

2.4 电感计算方法

通过 Ansoft 软件计算同步电感的方法^[9]如下:

(1)在空载仿真中,通过设定转子的初始位置,寻求 A 相空载反电势的过零点;

(2)在进行额定转速下的负载仿真中,Ansoft 软件中添加的激励为外电压源电路,在转矩达到额定转矩时,得到仿真模型的功率角 δ ;

(3)通过 Ansoft 软件后处理模块获得相电流曲线,计算出电机模型的内功率因数角 Ψ ;

(4)作电机电压的向量图,如图 13 所示,求出电机的同步电抗 X_s ,进而得到电感 L_s 。

图 13 中: $\dot{U}$ 为端电压; $\dot{E}_0$ 为激磁电动势; $\dot{I}_m$ 为输入相电流; R_a 为相电阻; X_s 为同步电抗; δ 为功率角; φ 为功率因数角; Ψ 为内功率因数角。

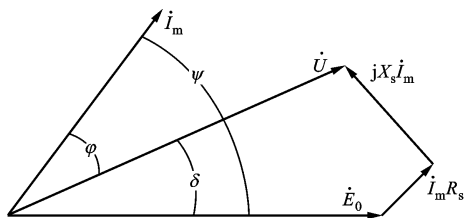


图 13 盘式电机向量图

盘式电机的电压方程为

$$\dot{U} = \dot{E}_0 + \dot{I}_m R_a + jX_s \dot{I}_m \quad (13)$$

由于绕组电阻非常小,因此可以忽略。代入其余参数,当电机在额定转速和额定转矩状态下工作时,可得到电机的同步电感为 0.31 mH 。

3 结 论

本文采用 Ansoft 软件对 510 kW 大功率盘式电机进行了三维电磁场建模和仿真,获得如下结论。

(1)在电机空载状态,分析了空载磁通密度分布,以及永磁体极弧系数、槽口宽度和极槽配合对齿槽转矩的影响。对于极弧系数取 0.85 、槽口宽度取 5 mm 、极槽配合为 $18\text{ 槽 }16\text{ 极}$ 的多极少槽方案,可得到最小的齿槽转矩 $30.64\text{ N}\cdot\text{m}$ 。

(2)在电机负载状态,分析了不同电流激励源和内功率因数角下的电磁转矩波形:在恒转矩区,当相电流为 550 A 、内功率因数角为 22° 、额定转速为 $1\,600\text{ r/min}$ 时,电磁转矩为 $3.115\text{ kN}\cdot\text{m}$;在恒功率调速区,当相电流为 550 A 、转速为 $2\,000\text{ r/min}$ 、内功率因数角为 41° 时,电磁转矩为 $2.577\text{ kN}\cdot\text{m}$;

在过载工作状态,当相电流为 $1\,140\text{ A}$ 、额定转速为 $1\,600\text{ r/min}$ 、内功率因数角为 47° 时,电机可达到 1.5 倍过载,此时盘式电机的电磁转矩为 $4.756\text{ kN}\cdot\text{m}$ 。

(3)结合电机空载和负载状态求得的参数,绘制了盘式电机矢量图,求得电机的同步电感为 0.31 mH 。

(4)在相同的电机体积下,该电机的电磁转矩密度显著提高,内功率因数角调整裕度较大,可满足过载能力要求。

参考文献:

- [1] AYDIN M, HUANG S, LIPO T A. Axial flux permanent magnet disc machine; a review [R]. Madison, Wisconsin, USA: University of Wisconsin-Madison. College of Engineering. Wisconsin Electric Machine & Power Electronics Consortium, 2004.
- [2] 杜智明. 盘式低速永磁同步电动机的电磁场分析 [D]. 天津: 天津大学, 2007: 20-48.
- [3] 邵利, 范瑜. 盘式永磁同步电机建模与仿真 [J]. 电机与控制学报, 2008, 40(5): 32-34.
SHAO Li, FAN Yu. Modeling and simulation of permanent magnet disk synchronous motors [J]. Electric Machines and Control, 2008, 40(5): 32-34.
- [4] CARICCHI F, CRESCIMBINI F, SOLERO L. Experimental study on reducing cogging torque and no-load power loss in axial-flux permanent-magnet machines with slotted winding [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2004, 40(4): 1066-1074.
- [5] CARICCHI F, CAPPONI F G, CRESCIMBINI F. Experimental study on reducing cogging torque and core power loss in axial-flux permanent-magnet machines with slotted winding [C]//Proceedings of IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2002: 1295-1302.
- [6] CVETKOVSKI G, PETKOVSKA L, CUNDEV M, et al. Improved design of a novel PM disk motor by using soft magnetic composite material [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2002, 38(5): 3165-3167.
- [7] CAPPONI F G, BOROCCHI G. Axial-flux hybrid-excitation synchronous machine: analysis, design, and experimental evaluation [J]. IEEE Transactions on Industry Application, 2014, 50(5): 3173-3183.
- [8] JIN Ping, YUAN Yue, JIN Minyi, et al. 3-D analytical magnetic field analysis of axial flux permanent-magnet machine [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2014, 50(11): 3504-3507.

(下转第 146 页)