

笼型无刷双馈电机转子导条优化设计*

毛佳慧, 王淑红, 白崧儒

(太原理工大学 电气与动力工程学院, 山西 太原 030024)

摘要: 针对笼型无刷双馈电机转子设计方法不完善的问题, 从分析笼型无刷双馈电机的内部磁场入手, 推导了无刷双馈电机在稳态运行时转子电流的解析表达式, 利用迭代法在考虑转子电阻的情况下选择最合适的转子导条截面积, 为笼型无刷双馈电机的转子设计提供了理论依据。通过有限元仿真, 验证了理论推导的正确性。研究结果不仅有助于在设计时快速计算笼型无刷双馈电机转子电流, 也有助于优化转子结构设计。

关键词: 笼型转子无刷双馈电机; 转子电流; 转子导条截面积

中图分类号: TM 346 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2019)05-0030-06

Optimization Design of Rotor Bars for Cage Brushless Doubly-Fed Motor*

MAO Jiahui, WANG Shuhong, BAI Yinru

(College of Electrical and Power Engineering, Taiyuan University of Technology, Taiyuan 030024, China)

Abstract: In view of the insufficient design method for rotor bars of cage rotor brushless doubly-fed motor, the analytical expression for the rotor current calculation of cage rotor brushless doubly-fed motors in steady state was derived starting from analyzing the internal magnetic field of cage rotor brushless doubly-fed motor. The iterative method was used to select the most suitable cross-sectional area of the rotor bar in consideration of the rotor resistance, which provided a theoretical basis for the rotor design of the cage rotor brushless doubly-fed machine. Via finite element simulation, the theoretical derivation was validated. The research results not only help to quickly calculate the rotor current of cage rotor brushless doubly-fed motor during design, but also help to optimize the rotor structure design.

Key words: cage rotor brushless doubly-fed motor; rotor current; rotor bar cross-sectional area

0 引言

变速恒频发电机的主流机型有两种: 有刷双馈电机和永磁同步发电机。有刷双馈电机所需变频器容量小, 功率因数可调, 但电机本身有电刷和滑环结构, 导致可靠性低、维护成本高; 永磁同步发电机所需变频器容量大, 系统总成本高。相比于前两者, 无刷双馈电机省去了电刷和滑环, 提高了可靠性, 降低了维护成本, 且所需变频器容量小, 系统总成本低, 因此, 在风力发电领域的应用

前景广阔^[1-4]。

常见的无刷双馈电机转子结构主要有 3 种: 笼型、绕线型、磁阻型^[5-6]。文献[7]基于等效电路参数法研究了不同笼型转子结构的性能, 分析了转子导条数、导条跨度等对转子阻抗参数的影响, 但并未提出转子导条各环电流的计算方法和转子截面积的确定依据。文献[8]认为笼型转子外环导条电流较大、导条电流不平衡使得转子产生的磁动势非正弦分布, 提出了一种各回路串联笼条电流相等的新型笼型转子结构, 减小了磁动

* 基金项目: 国家自然科学基金项目(51477110)

作者简介: 毛佳慧(1992—), 男, 硕士研究生, 研究方向为特种电机。

王淑红(1965—), 女, 博士, 教授, 研究方向为特种电机理论与控制技术。

白崧儒(1983—), 男, 博士, 研究方向为特种电机理论与控制技术。

势谐波,改善了转子磁场调制效果,减小了转子漏抗,提高了电磁转矩,但增加了转子电阻,使铜耗上升,且试验表明该样机运行效率偏低,仅为76.6%。文献[9]提出一种短路环节距相等的笼型转子,其短路环感应电势大小相等,电流比较均匀,转子导条的等效截面积增加,漏抗较低,但是磁场调制效果较差。

本文针对笼型转子无刷双馈电机,从分析电机内部磁场角度入手,基于公式推导,得出笼型转子短路环电流的一般公式,同时采用迭代法在考虑转子电阻的情况下根据各环电流的大小选择合适的导条截面积,节约转子导条材料,优化转子结构。利用 MATLAB 软件编写了一种采用半解析法和迭代法求解笼型无刷双馈电机转子电流的计算程序,可以有效地应用于笼型无刷双馈电机的转子设计。通过解析计算结果和有限元仿真的对比,验证了该方法的正确性。

1 笼型转子电流公式推导

为了简化推导过程,作如下假设:

- (1) 不考虑各部件的剩磁、饱和、磁滞和涡流效应;
 - (2) 定子绕组电流产生的气隙磁场在空间按正弦分布;
 - (3) 不计定、转子表面齿、槽的影响。
- 样机转子结构如图 1 所示。

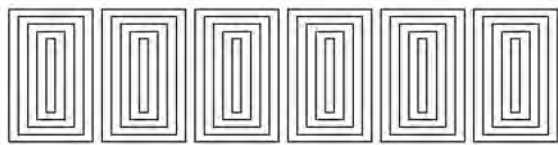


图 1 样机转子结构

无刷双馈电机定子含有 A、B、C 三相功率绕组和 U、V、W 三相控制绕组。设定子参考系的坐标原点位于功率绕组 A 相轴线上,功率绕组与控制绕组轴线之间的机械角度差为 α ;转子参考系的坐标原点位于第一个线圈组的中心线(轴线)。由于在稳态状态下,转子以角速度 ω_r 转动,因此定子坐标轴与转子坐标轴之间的相对位置在不断变化。设 0 时刻,定子参考系的坐标原点超前转子参考系的角度为 ε ,则定、转子参考系的位置关系如图 2 所示。



图 2 $t=0$ 时定、转子参考系的位置关系

设电机在稳态状态下的功率绕组电流为

$$\begin{cases} i_a^0 = I_{spM} \cos(\omega_p t + \gamma) \\ i_b^0 = I_{spM} \cos(\omega_p t - 2\pi/3 + \gamma) \\ i_c^0 = I_{spM} \cos(\omega_p t - 4\pi/3 + \gamma) \end{cases} \quad (1)$$

设电机在稳态状态下亚同步状态时的控制绕组电流为

$$\begin{cases} i_u^0 = I_{scM} \cos(\omega_c t + \beta) \\ i_v^0 = I_{scM} \cos(\omega_c t - 4\pi/3 + \beta) \\ i_w^0 = I_{scM} \cos(\omega_c t - 2\pi/3 + \beta) \end{cases} \quad (2)$$

设电机在稳态状态下超同步状态时控制绕组电流为

$$\begin{cases} i_u^0 = I_{scM} \cos(\omega_c t + \beta) \\ i_v^0 = I_{scM} \cos(\omega_c t - 2\pi/3 + \beta) \\ i_w^0 = I_{scM} \cos(\omega_c t - 4\pi/3 + \beta) \end{cases} \quad (3)$$

式中: I_{spM} 、 I_{scM} ——各自电流的幅值;

ω_p 、 ω_c ——各自电流的角频率;

γ 、 β ——各自电流在 0 时刻下的初始相位角。

定子坐标系下,功率绕组电流产生的磁密为

$$B_{sp}^0 = \frac{3}{2} B_{spM} \cos(\omega_p t + \gamma - p_p \theta_0) \quad (4)$$

在亚同步状态下,定子坐标系下的控制绕组电流产生的磁密为

$$B_{sc}^0 = \frac{3}{2} B_{scM} \cos[\omega_c t + \beta + p_c(\theta_0 + \alpha)] \quad (5)$$

在超同步状态下,定子坐标系下的控制绕组电流产生的磁密为

$$B_{sc}^0 = \frac{3}{2} B_{scM} \cos[\omega_c t + \beta - p_c(\theta_0 + \alpha)] \quad (6)$$

式中: B_{spM} ——功率绕组电流所产生的磁密的幅值;

p_p ——功率绕组极对数;

θ_0 ——定子坐标系下的初始位置坐标;

B_{scM} ——控制绕组电流所产生的磁密

幅值;

p_c ——控制绕组极对数。

转化为转子坐标系时,定子绕组不再静止,而是以 $-\omega_r$ 的速度旋转,则:

$$\theta_0 = \theta + \omega_r t - \varepsilon \quad (7)$$

式中: θ ——转子坐标系下的位置坐标。

将式(7)代入式(4)可得转子坐标系下功率绕组电流产生的磁密为

$$B_{sp} = \frac{3}{2} B_{spM} \cos[\omega t + \gamma - p_p(\theta - \varepsilon)] \quad (8)$$

将式(7)代入式(5)和式(6),并将亚同步和超同步的公式形式统一化,则在转子坐标系下控制绕组电流所产生的磁密为

$$B_{sc} = \frac{3}{2} B_{scM} \cos[\omega t + (-1)^j \cdot \beta + p_c \alpha + p_c(\theta - \varepsilon)] \quad (9)$$

当电机处于亚同步状态时,有 $\omega = \omega_p - p_p \omega_r = \omega_c + p_c \omega_r$,且 $j = 2$;当电机处于超同步状态时有 $\omega = \omega_p - p_p \omega_r = p_c \omega_r - \omega_c$,且 $j = 1$ 。

以亚同步状态为例推导转子电流公式。

在转子参考系下功率绕组顺时针方向转动,可知转子第一个线圈组中第 j 个回路切割功率绕组磁场感应的反电动势为

$$e_{p,j}^1 = \frac{2B_{pM}l\omega r}{p_p} \cdot K_{p,j} \cdot \sin(\omega t + \gamma + p_p \varepsilon) \quad (10)$$

其中: $K_{p,j} = \sin \frac{\pi p_p \cdot [w - (2j - 1)]}{w \cdot (p_p + p_c)}$, w 为每个转子线圈组内的导条数量。

控制绕组逆时针方向转动,同理转子第一个线圈组中第 j 个回路切割控制绕组磁场感应的反电动势为

$$e_{c,j}^1 = \frac{2B_{cM}l\omega r}{p_c} \cdot K_{c,j} \cdot \sin(\omega t + \beta + p_c \alpha - p_c \varepsilon) \quad (11)$$

$$\text{其中: } K_{c,j} = \sin \frac{\pi p_c \cdot [w - (2j - 1)]}{w \cdot (p_p + p_c)}。$$

由式(10)、式(11)可得亚同步运行时第 m 个线圈组中第 j 个回路的总反电动势为

$$e_{\text{total},j}^m = \frac{2B_{pM}l\omega r K_{p,j}}{p_p} \sin(\omega t + \gamma - \partial_p^m + p_p \varepsilon) + \frac{2B_{cM}l\omega r K_{c,j}}{p_c} \cdot \sin(\omega t + \beta + p_c \alpha + \partial_c^m - p_c \varepsilon) \quad (12)$$

$$\text{其中: } \partial_p^m = \frac{2\pi p_p(m-1)}{p_p + p_c}; \partial_c^m = \frac{2\pi p_c(m-1)}{p_p + p_c}。$$

由式(12)可得每个线圈组内任意一个短路环的反电动势,求解各个短路环的电流只需要知道转子短路环电阻和各环之间的电感矩阵。推导转子各环之间的电感矩阵,计算转子第一个回路的磁导为

$$\Lambda_1 = \frac{2\pi \mu r l \cdot (w-1)}{\delta \cdot w \cdot (p_p + p_c)} \cdot \left[1 - \frac{(w-1)}{w \cdot (p_p + p_c)} \right] \quad (13)$$

式中: δ ——考虑定转子开槽影响引入卡特系数的等效气隙。

由式(13)可得第 k 个回路的磁导为

$$\Lambda_k = \frac{2\pi \mu r l \cdot [w - (2k - 1)]}{\delta \cdot w \cdot (p_p + p_c)} \cdot \left\{ 1 - \frac{[w - (2k - 1)]}{w \cdot (p_p + p_c)} \right\} \quad (14)$$

由式(14)可得第 k 个回路电流产生的磁通对第 j 个回路的匝链为

$$\psi_{k,j} = \frac{2\pi i_k^1 \mu r l \cdot [w - (2j - 1)] \cdot [w - (2k - 1)]}{\delta \cdot [w(p_p + p_c)]^2} \quad (15)$$

由式(15)进一步推导可得转子回路的电感矩阵:

$$L = \begin{bmatrix} a \cdot (w-1) & a \cdot (w-3) & a \cdot (w-5) & \cdots & a \cdot 1 \\ a \cdot (w-3) & a \cdot (w-3) & a \cdot (w-5) & \cdots & a \cdot 1 \\ a \cdot (w-5) & a \cdot (w-5) & a \cdot (w-5) & \cdots & a \cdot 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a \cdot 1 & a \cdot 1 & a \cdot 1 & \cdots & a \cdot 1 \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$\text{其中: } a = \frac{2\pi \mu r l}{\delta \cdot [w(p_p + p_c)]}。$$

为了简化推导过程,下文推导忽略转子导条

电阻,由式(12)、式(16)可得转子短路环内电压电流关系式:

$$\begin{bmatrix} \dot{E}_{\text{total},1}^1 \\ \dot{E}_{\text{total},2}^1 \\ \vdots \\ \dot{E}_{\text{total},w/2}^1 \end{bmatrix} = j\omega L \cdot \begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \\ \vdots \\ \dot{I}_{w/2} \end{bmatrix} \quad (17)$$

式(17)为一般公式,不易求解逆矩阵,为了便于理论分析,考虑特殊情况,对于 $w=6$ 的情况,由式(17)可推导出转子短路环的电流公式:

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \\ \dot{I}_3 \end{bmatrix} = 2lr \begin{bmatrix} \frac{-B_{pM}e^{(\gamma+p_p\epsilon)j}}{p_p A_1} - \frac{B_{cM}e^{(\beta+p_c\alpha-p_c\epsilon)j}}{p_c A_2} \\ \frac{-B_{pM}e^{(\gamma+p_p\epsilon)j}}{p_p A_3} - \frac{B_{cM}e^{(\beta+p_c\alpha-p_c\epsilon)j}}{p_c A_4} \\ \frac{-B_{pM}e^{(\gamma+p_p\epsilon)j}}{p_p A_5} - \frac{B_{cM}e^{(\beta+p_c\alpha-p_c\epsilon)j}}{p_c A_6} \end{bmatrix} \quad (18)$$

其中:

$$\begin{aligned} A_1 &= \frac{\frac{2\pi\mu rl}{\delta w(p_p + p_c)}}{\sin \frac{5\pi p_p}{w(p_p + p_c)} - \sin \frac{3\pi p_p}{w(p_p + p_c)}}; A_2 = \frac{\frac{2\pi\mu rl}{\delta w(p_p + p_c)}}{\sin \frac{5\pi p_c}{w(p_p + p_c)} - \sin \frac{3\pi p_c}{w(p_p + p_c)}}; \\ A_3 &= \frac{\frac{2\pi\mu rl}{\delta w(p_p + p_c)}}{-\sin \frac{5\pi p_p}{w(p_p + p_c)} + 2\sin \frac{3\pi p_p}{w(p_p + p_c)} - \sin \frac{\pi p_p}{w(p_p + p_c)}}; \\ A_4 &= \frac{\frac{2\pi\mu rl}{\delta w(p_p + p_c)}}{-\sin \frac{5\pi p_c}{w(p_p + p_c)} + 2\sin \frac{3\pi p_c}{w(p_p + p_c)} - \sin \frac{\pi p_c}{w(p_p + p_c)}}; \\ A_5 &= \frac{\frac{2\pi\mu rl}{\delta w(p_p + p_c)}}{3\sin \frac{\pi p_p}{w(p_p + p_c)} - \sin \frac{3\pi p_p}{w(p_p + p_c)}}; A_6 = \frac{\frac{2\pi\mu rl}{\delta w(p_p + p_c)}}{3\sin \frac{\pi p_c}{w(p_p + p_c)} - \sin \frac{3\pi p_c}{w(p_p + p_c)}}. \end{aligned}$$

由式(18)可以看出,设计电机转子时,在电机的主要结构参数已知的情况下,可以由式(18)求得电机转子电流,依据各个短路环的电流大小分别选择合适的导条截面积,最合理地利用铜材,以降低电机的制造成本。

2 半解析法迭代计算转子电流

由前文的公式推导可得忽略转子电阻的笼型无刷双馈电机转子电流,可以作为设计之初的参考。但实际情况下转子电阻对转子电流的影响较大。在式(17)的基础上考虑转子电阻后转子短路环内感应电势与电流的关系式为

$$\begin{bmatrix} \dot{E}_{\text{total},1}^1 \\ \dot{E}_{\text{total},2}^1 \\ \vdots \\ \dot{E}_{\text{total},w/2}^1 \end{bmatrix} = (\mathbf{R} + j\omega L) \cdot \begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \\ \vdots \\ \dot{I}_{w/2} \end{bmatrix} \quad (19)$$

式中: $\mathbf{R}$ ——转子短路环的电阻矩阵,

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} R_1 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & R_2 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & R_3 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & R_{w/2} \end{bmatrix}.$$

考虑导条电阻时,阻抗矩阵复杂,无法求解其逆矩阵,求取转子电流过于复杂。

为了将该方法运用于实际工程计算,采用迭代法计算转子电流和转子导条截面积,利用 *MATLAB* 编写程序快速计算转子电流的迭代流程图如图 3 所示。

按照图 3 选取不考虑转子电阻情况下转子短路环中电流最大短路环,可以求得该环转子符合电密要求的导条截面积(自然冷却情况下铜条电密在 $4.5 \times 10^6 \sim 6.5 \times 10^6 \text{ A/m}^2$ 之间)。首先以该截

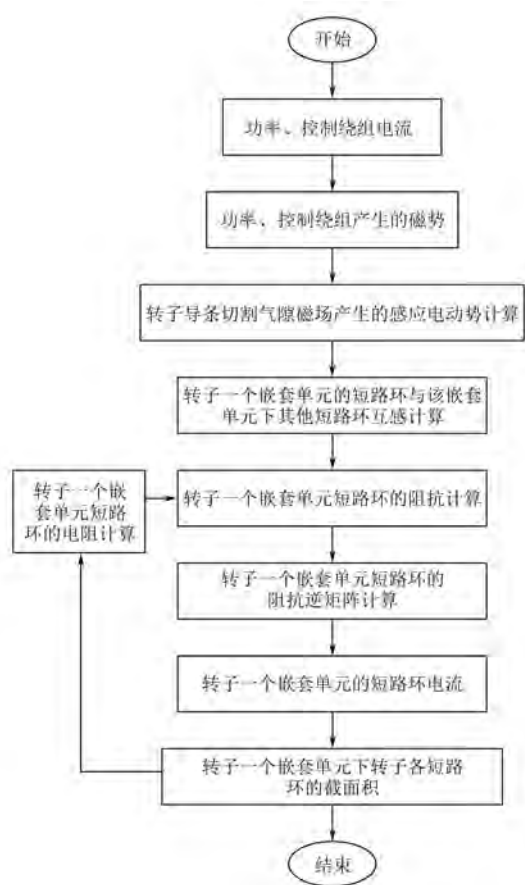


图3 转子电流计算迭代流程图

面积作为各个短路环导条截面积,快速求解转子短路环电阻,将短路环电阻回代入式(19)可以求得新转子电流。此时考虑转子电流第二大的短路环截面积,将此导条截面积作为其他电流较小短路环的截面积,电流最大的短路环截面积不变。反复迭代可以得到各转子环最优的导条截面积及该截面积下各环电流。*MATLAB* 解析计算结果如表1所示。

由表1可以看出,5次迭代计算后的转子短路环电密均在设计要求的范围内,同时转子电流无较大变化,仅最内环电感值较小,电阻对其电流影响稍大,但最内环电流对磁密影响较小。这种同一个转子嵌套单元下各个转子环的截面积依据其实际电流大小选择的转子结构,相比于每个短路环都相同的截面积的转子结构节约了1/3的铜材,并且可以根据解析计算得出准确合适的转子导条截面积,同时不影响电机的性能。

3 有限元仿真验证

图4所示为实验室已有样机的有限元模型,该模型转子导条截面积均相同。图5所示为通过解析计算后导条截面积不同的新转子结构的有限元模型。

表1 解析计算转子电流和转子导条电阻

迭代次数	参数名称	5号环	4号环	3号环	2号环	1号环
第一次	短路环电流 I/A	551.89	469.22	385.85	261.07	88.58
	短路环电阻 $R/(10^{-4}\ \Omega)$	2.206	1.954	1.704	1.452	1.200
	短路环电密 $J/(10^6\ A\cdot m^{-2})$	4.6	-	-	-	-
第二次	短路环电流 I/A	546.19	468.14	386.8	261.11	88.73
	短路环电阻 $R/(10^{-4}\ \Omega)$	2.206 0	2.344 8	2.044 8	1.742 4	1.440 0
	短路环电密 $J/(10^6\ A\cdot m^{-2})$	4.55	4.68	-	-	-
第三次	短路环电流 I/A	545.22	469.62	384.36	262.49	89.1
	短路环电阻 $R/(10^{-4}\ \Omega)$	2.206 0	2.344 8	2.556 0	2.178 0	1.800 0
	短路环电密 $J/(10^6\ A\cdot m^{-2})$	4.55	4.69	4.80	-	-
第四次	短路环电流 I/A	545.12	468.39	388.34	257.67	92.37
	短路环电阻 $R/(10^{-4}\ \Omega)$	2.206 0	2.344 8	2.556 0	3.168 0	2.618 0
	短路环电密 $J/(10^6\ A\cdot m^{-2})$	4.55	4.68	4.85	4.68	-
第五次	短路环电流 I/A	545.13	468.17	387.52	268.09	67.66
	短路环电阻 $R/(10^{-4}\ \Omega)$	2.206 0	2.344 8	2.556 0	3.168 0	7.200 0
	短路环电密 $J/(10^6\ A\cdot m^{-2})$	4.54	4.68	4.84	4.87	3.38
	短路环截面积 S/mm^2	120	100	80	55	20

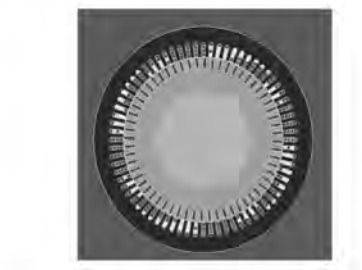


图4 转子导条面积均相同的有限元模型

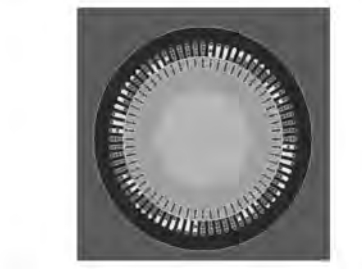


图5 转子导条面积不相同的有限元模型

在有限元仿真软件中,分别建立笼型无刷双

馈电机模型 a 和模型 b。模型 a 和模型 b 的各项参数都相同,区别仅在于模型 b 的转子导条截面积是由解析计算求得,而模型 a 的转子导条截面积均相同。

给模型 a 和模型 b 的定子功率绕组和控制绕组施加电压源,转子固定转速旋转,转子转速与定子功率电流、控制电流频率满足双馈运行的约束条件,使其运行于额定双馈发电状态,进行有限元仿真。对模型 a 与模型 b 的有限元仿真结果进行验证比较。

表 2 所示为两种不同转子模型的有限元仿真和解析计算电流结果的对比,最大误差不到 13%,验证了解析计算方法的正确性。解析计算结果可以作为无刷双馈电机设计时求解转子电流和设计笼型转子结构的依据。表 3 所示为不同模型仿真结果对比,可以看出选择合适的笼型转子截面积的设计方法,有效降低了铜材的损耗且几乎不影响电机的性能。

表 2 不同转子模型仿真与解析计算的转子电流结果

转子短路环电流	5 号环	4 号环	3 号环	2 号环	1 号环
模型 a 转子导条截面积均相同仿真结果/A	558.2	462.5	386.3	256.5	96.7
模型 b 转子导条截面积均相同解析结果/A	551.9	469.2	385.9	261.1	88.6
误差/%	-1.13	1.45	-0.1	1.8	-8.4
模型 a 转子导条截面积不同仿真结果/A	544.8	453.6	375.6	245.0	77
模型 b 转子导条截面积不同解析结果/A	545.1	468.2	387.5	268.1	67.7
误差/%	0.06	3.22	3.17	9.43	12.1

表 3 不同转子模型仿真结果对比

参数	模型 a	模型 b
功率绕组电流/A	17.95	17.58
控制绕组电流/A	8.82	8.60
功率绕组功率因数	0.965	0.972
控制绕组功率因数	0.557	0.565
电磁转矩 $T_e/(N \cdot m)$	250.27	246.88
总输出功率 P/kW	14.67	14.46

4 结 语

本文从笼型无刷双馈电机的内部磁场入手,推导了无刷双馈电机在稳态运行时转子电流解析表达式。利用迭代法在考虑转子电阻的情况下选择最合适的转子导条截面积。样机在该设计方法下转子导条总截面积降低了 1/3,且对电机性能

没有不良影响,降低了电机转子的制造成本。

【参 考 文 献】

[1] ESFANDIARI G, EBRAHIMI M, TABESH A, et al. Dynamic modeling and analysis of cascaded DFIMs in an arbitrary reference frame[J].IEEE Transactions on Energy Conversion,2015,30(3): 999.

[2] MCMAHON R A, MATHEKGA M E, WANG X, et al. Design considerations for the brushless doubly-fed (induction) machine [J]. IET Electric Power Applications,2016,10(5): 394.

[3] ABDI S, ABDI E, ORAEE A, et al. Optimization of magnetic circuit for brushless doubly fed machines [J].IEEE Transactions on Energy Conversion,2015, 30(4): 1611.

(下转第 63 页)

- [2] LIN W J, LIU D L, WU Q X, et al. On sliding mode control of permanent magnet synchronous motor [C] // The 26th Chinese Control and Decision Conference (2014 CCDC), 2014.
- [3] JIN X, WANG A, WANG D, et al. Sliding mode control of servo motor based on novel reaching law [C] // 2018 37th Chinese Control Conference (CCC), 2018: 5653.
- [4] 张晓光, 赵克, 孙力. 基于负载转矩滑模观测的永磁同步电机滑模控制[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(3): 111.
- [5] PAPONPEN K, KONGHIRUN M. An improved sliding mode observer for speed sensorless vector control drive of PMSM [C] // 2006 CES/IEEE 5th International Power Electronics & Motion Control Conference, 2006.
- [6] CHOI H H, VU N, JUNG J W. Digital implementation of an adaptive speed regulator for a PMSM[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 26(1): 3.
- [7] 左月飞, 符慧, 刘闯, 等. 考虑转速滤波的永磁同步电动机转速伺服系统改进型自抗扰控制器[J]. 电工技术学报, 2016, 31(9): 137.
- [8] ERROUSSI R, OUNROUCHE M, CHEN W H, et al. Robust nonlinear predictive controller for permanent-magnet synchronous motors with an optimized cost function [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(7): 2849.
- [9] 秦超, 高峰阳, 庄圣贤, 等. 基于一种指数趋近律的 PMSM 滑模变结构控制[J]. 计算机仿真, 2013, 30(12): 306.
- [10] 童克文, 张兴, 张煜, 等. 基于新型趋近律的永磁同步电动机滑模变结构控制[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(21): 102.
- [11] 焦山旺, 施火泉, 汤一林. 基于改进型指数趋近率的 PMSM 滑模控制[J]. 江南大学学报(自然科学版), 2014, 13(4): 421.
- [12] 张博, 齐蓉. 基于双幂次滑模趋近律方法的 PMLSM 精密位置控制[J]. 微电机, 2016, 49(12): 46.
- [13] 王贵德. 永磁同步电机调速系统的模糊趋近律滑膜控制[J]. 电气技术, 2015(3): 10.
- [14] 杨立秋, 袁雷. 基于趋近律方法的永磁同步电机滑模速度控制器设计[J]. 船电技术, 2016, 36(1): 74.
- [15] 李玲瑞, 许鸣珠, 高旭东. 基于新型混合趋近律的 PMSM 滑模变结构控制[J]. 微特电机, 2017, 45(1): 67.
- [16] 戴鹏, 徐楠, 谢后晴, 等. 永磁同步电机调速系统的快速幂次趋近律控制[J]. 电机与控制学报, 2017, 21(11): 33.
- [17] 吴祥瑞, 高键. 永磁同步电机滑膜变结构 MATLAB 仿真[J]. 电子设计工程, 2017, 25(11): 111.
- [18] 陈振, 耿洁, 刘向东. 基于积分时变滑模控制的永磁同步电机调速系统[J]. 电工技术学报, 2011, 26(6): 56.
- [19] 高为炳. 变结构控制理论基础[M]. 北京: 中国科学技术出版社, 1990: 36.
- [20] 刘金琨. 滑模变结构控制 MATLAB 仿真[M]. 北京: 清华大学出版社, 2005: 23.

收稿日期: 2018-12-18

(上接第 35 页)

- [4] HSIEH M F, CHANG Y H, DORRELL D G. Design and analysis of brushless doubly fed reluctance machine for renewable energy applications[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2016, 52(7): 8204705.
- [5] CARLSON R, VOLTOLINI H, RUNCOS F, et al. Performance analysis with power factor compensation of a 75 kW brushless doubly fed induction generator prototype [C] // 2007 IEEE International Electric Machines & Drives Conference, 2007: 1502.
- [6] 张凤阁, 王秀平, 贾广隆, 等. 无刷双馈电机复合转子结构参数的优化设计[J]. 电工技术学报, 2014, 29(1): 77.
- [7] ORAEE A, ABDI E, ABDI S, et al. Effects of rotor winding structure on the BDFM equivalent circuit parameters [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2015, 30(4): 1660.
- [8] GORGINPOUR H, JANDAGHI B, ORAEE H. A novel rotor configuration for brushless doubly-fed induction generators [J]. IET Electric Power Applications, 2013, 7(2): 106.
- [9] 邓先明, 方荣惠, 王抗, 等. 等距笼型转子无刷双馈电机的有限元分析[J]. 电机与控制学报, 2009, 13(4): 507.

收稿日期: 2018-12-22