

无刷双馈电机笼型转子结构对磁场调制的影响

韩力, 高强, 罗辞勇, 谢李丹

(重庆大学 电气工程学院, 重庆 400044)

摘要: 无刷双馈电机具有优越的调速性能,且能够运行于变速恒频发电状态,因此在节能调速以及风力发电领域具有很好的应用前景,但其结构和原理比较复杂。为了研究不同笼型转子结构对无刷双馈电机磁场调制作用的影响,从交流电机的基本电磁关系出发,首先分析了定子功率绕组与控制绕组产生的磁动势和气隙磁密,进而导出了转子笼条的感应电动势、电流和磁动势,在此基础上,用实例说明了笼型结构转子磁动势的特点及其对磁场调制作用的影响,最后用有限元计算对理论分析结果进行了验证。理论分析和仿真结果表明,对磁场调制起主要作用的是笼型转子靠近公共笼条的短路环,通过调整转子短路环分布可以增强有效谐波、削弱无用谐波,由此对笼型转子结构进行优化设计。

关键词: 无刷双馈电机; 磁场; 转子; 结构设计; 有限元方法

中图分类号: TM301 文献标识码: A 文章编号: 1007-449X(2009)02-0161-07

Cage rotor structure effect on magnetic field modulation of brushless doubly-fed machine

HAN Li, GAO Qiang, LUO Ci-yong, XIE Li-dan

(College of Electrical Engineering, Chongqing University, Chongqing 400044, China)

Abstract: Brushless doubly-fed machine (BDFM) has excellent speed regulation performance and can run in the condition of variable-speed-constant-frequency power generation. It has good applicable potentials for energy-saving, speed-adjusting and wind power generation systems, but its structure and operating principle are more complex. To study the effect of different cage rotor structures on the BDFM magnetic field modulation, the basic electromagnetic theory of AC machine was used to analyze the magnetomotive forces (MMFs) and air gap magnetic densities of the stator power winding and control winding. And then, the induced electromotive force (EMF), current and MMF of the cage rotor bar were deduced respectively. Furthermore, the characteristics of the cage rotor MMF and its effect on the magnetic field modulation were discussed by analyzing a prototype BDFM. At last, the theoretical results were verified by the finite element computation. The theoretical analysis and simulation results show that the short-circuit loops near the common cage bars play the main role in the effect of the magnetic field modulation. Suitable distribution of the rotor short-circuit loops may reinforce the effective harmonics, as well as weaken the unuseful harmonics. Cage rotor structure of BDFM may be optimized according to the results.

Key words: brushless doubly-fed machines; magnetic field; rotors; structure design; finite element method

收稿日期: 2008-07-23

基金项目: 输配电装备及系统安全与新技术国家重点实验室开放式基金(2007SKLEE08)

作者简介: 韩力(1963-),男,博士,教授,研究方向为电机优化设计、电机电磁场;

高强(1985-),男,硕士研究生,研究方向为无刷双馈电机;

罗辞勇(1973-),男,博士,讲师,研究方向为电机及其控制;

谢李丹(1984-),男,硕士研究生,研究方向为电机及其控制。

1 引言

无刷双馈电机 (brushless doubly-fed machine, BDFM) 源于 20 世纪初 Hunt^[1] 提出的自级联式感应电机, 后经 Broadway^[2] 等人进行了改进和完善。由于 BDFM 实现了无刷化, 所需变频器容量小, 且同时具有异步电机和同步电机的特点, 因而引起了国内外学者的广泛关注。文献 [3, 4] 提出了 BDFM 的一般理论, 并利用样机对理论分析结果进行了验证; 文献 [5] 阐述了 BDFM 的电磁设计理论和方法; 文献 [6] 研究了 BDFM 的等效电路以及转子参数变化对电机性能的影响; 文献 [7] 采用传统的电机分析方法, 分别建立了具有不同转子结构型式 BDFM 的数学模型, 导出了统一的等效电路和电磁转矩表达式; 文献 [8] 提出用电动势来等效 BDFM 机械负载的新频率折算方法, 并建立了 1 个在电动和发电 2 种状态下通用的等效电路模型; 文献 [9] 以公共笼条转子结构的 BDFM 为研究对象, 导出了其在两相旋转坐标系上的动态数学模型, 形成了目前广为应用的 1 种 BDFM 数学模型; 文献 [10] 建立了变频器-BDFM 调速系统的仿真模型, 并在此基础上建立了系统的统一状态方程; 文献 [11, 12] 对 BDFM 的谐波磁场和转子结构进行了研究; 文献 [13] 对 BDFM 进行了有限元计算, 得到转速、转矩和电流波形, 并与理论分析结果进行了对比; 文献 [14] 对 BDFM 进行了全面论述, 并详细介绍了磁场调制的基本原理。以上文献大致反映了 BDFM 的发展情况, 也为本文的研究提供了理论基础。然而, 笼型转子结构的优化设计及其对 BDFM 磁场调制作用的影响尚需进行深入研究和对比分析。

BDFM 结构异于普通交流电机, 其磁场分布也很特殊^[2, 3, 13, 14], 对其磁动势进行深入研究是分析该电机运行特性的重要前提。BDFM 中不同极对数定子磁场之间的耦合是通过转子的调制作用而实现的。由于转子结构具有极数转换器的功能, 因此不同的转子结构具有不同的磁场调制效果。转子结构的优化对改善磁场调制的效果和 BDFM 的运行性能具有很大作用。为此, 在前人工作的基础上, 本文从电机学的基本理论出发, 结合 BDFM 的特点, 详细分析了其定转子谐波磁动势, 并在此基础上研究了不同转子结构对磁场调制作用的影响。最后, 设计了 3 种不同转子结构的 BDFM, 并进行了有限元数值计算。

2 BDFM 的基本结构和工作原理

BDFM 的基本结构如图 1 所示^[3, 5, 8], 其定子上

嵌放有 2 套彼此独立的三相绕组, 其中 1 套是极对数为 p_p 的功率绕组, 它直接与电网联接, 其频率 f_p 恒定; 另 1 套是极对数为 p_c 的控制绕组, 由变频电源供电, 其频率 f_c 可调。定子功率绕组和控制绕组在理论上没有直接的磁耦合, 而是通过转子的磁场调制作用来实现机电能量的转换。转子结构的优化设计就是要使转子磁场中有效的 p_p 和 p_c 次谐波分量得到加强, 而其它无用的高次谐波得到削弱^[14]。

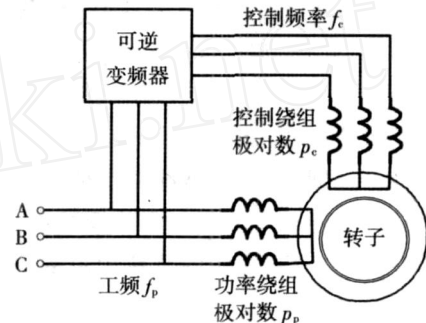


图 1 无刷双馈电机的结构

Fig 1 The structure of BDFM

BDFM 常用的笼型转子结构如图 2 所示^[3, 5, 13], 它共有 $p_r = p_p + p_c$ 个巢, 每个巢中包括 N_r 个短路环, 其中 $N_r - 1$ 个独立的短路环具有同心式结构, 第 N_r 个短路环与相邻巢共用 1 根公共笼条, 各公共笼条通过转子端环相互连接在一起。

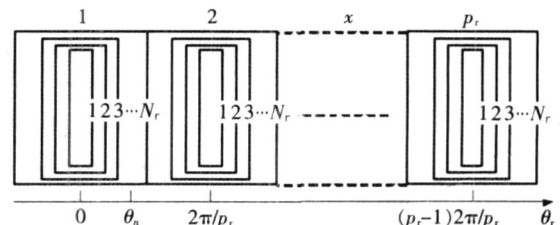


图 2 BDFM 的笼型转子结构

Fig 2 Cage rotor structure of BDFM

在图 2 中, 短路环均匀分布。 x 表示巢的编号, $1 \leq x \leq p_r$; n 表示每个巢内的短路环编号, $1 \leq n \leq N_r$; α_n 表示每个巢内第 n 个短路环与该巢轴线之间的跨距角。设转子空间坐标系的原点取在第 1 个巢的轴线位置, 则跨距角为

$$\alpha_n = \left(n - \frac{1}{2} \right) \frac{2}{Q_r}, \quad (1)$$

式中 Q_r 为转子槽数。

在和调制情况下, BDFM 稳态运行时的转速 n_r 与 p_p 、 p_c 、 f_p 、 f_c 的关系为^[3-14]

$$n_r = \frac{60(f_p \pm f_c)}{p_p + p_c}, \quad (2)$$

式中 f_c 为控制绕组的频率。当 f_c 前取正号时, 表示控制绕组与功率绕组的三相电流相序相同, 此时电

机运行在超同步状态;当 f_c 前取负号时,表示 2 套绕组的电流相序相反,此时电机运行在亚同步状态。如果 BDFM 工作在电动状态,通过调节 f_c 可实现其变频调速运行;如果 BDFM 工作在发电状态时,在不同转速下,通过调节 f_c 可实现其变速恒频发电运行。

3 BDFM 的磁动势分析

为便于理论分析,本文假设:

- 1)定、转子铁心的磁导率为无穷大,忽略定、转子铁心中的磁压降;
- 2)不计齿槽效应,认为定、转子之间的气隙均匀;
- 3)定子三相功率绕组和控制绕组在空间上各自对称,分别流过三相对称基波电流,其 A 相绕组电流的初相角均为零。

3.1 定子绕组磁动势分析

定子绕组的磁动势由其流过的电流产生。根据假设,BDFM 定子功率绕组和控制绕组的三相电流可分别表示为

$$\left. \begin{aligned} i_{spA}(t) &= \sqrt{2} I_{sp} \cos(\omega_p t), \\ i_{spB}(t) &= \sqrt{2} I_{sp} \cos(\omega_p t - 120^\circ), \\ i_{spC}(t) &= \sqrt{2} I_{sp} \cos(\omega_p t - 240^\circ) \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

$$\left. \begin{aligned} i_{scA}(t) &= \sqrt{2} I_{sc} \cos(\omega_c t), \\ i_{scB}(t) &= \sqrt{2} I_{sc} \cos(\omega_c t - 120^\circ), \\ i_{scC}(t) &= \sqrt{2} I_{sc} \cos(\omega_c t - 240^\circ) \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

式中: I_{sp} 和 I_{sc} 分别为功率绕组和控制绕组基波相电流的有效值; ω_p 和 ω_c 分别为两套绕组基波相电流的角频率。

以 A 相功率绕组的轴线位置为定子空间坐标系的原点,并以 A-B-C 相绕组的排列次序作为功率绕组空间机械位置角 θ_p 的正方向,那么在 BDFM 三相对称功率绕组中加入三相对称基波电流,产生的三相合成空间旋转磁动势幅值和瞬时值分别为^[15]

$$F_{spv} = \frac{3\sqrt{2} N_p k_{wpv}}{v_p p_p} I_{sp} \quad (5)$$

$$f_{sp}(\theta_p, t) = \sum_{k=0}^{6k \pm 1} F_{spv} \cos(\omega_p t \mp v_p p_p \theta_p) \quad (6)$$

式中: N_p 为功率绕组每相每支路串联匝数; k_{wpv} 为功率绕组 v_p 次谐波磁动势的绕组系数;当 $v_p = 6k + 1$ ($k=0, 1, 2, \dots$) 时,式 (6) 中的 $v_p p_p$ 前取负号,代表极对数为 $v_p p_p$ 、同步转速为 ω_p / v_p 的正向旋转谐波磁动势;当 $v_p = 6k - 1$ ($k=1, 2, 3, \dots$) 时,式 (6) 中

的 $v_p p_p$ 前取正号,代表极对数为 $v_p p_p$ 、同步转速为 ω_p / v_p 的反向旋转谐波磁动势。

为了便于以下的统一分析,定义

$$v = 1 \pm 6k \quad (k=0, 1, 2, \dots), \quad (7)$$

即 $v=1, -5, 7, -11, 13, \dots$ 。则式 (5) 和式 (6) 可转化为

$$F_{spv} = \frac{3\sqrt{2} N_p k_{wpv}}{|v| p_p} I_{sp} \quad (8)$$

$$f_{sp}(\theta_p, t) = \sum_{k=0} F_{spv} \cos(\omega_p t - v p_p \theta_p) \quad (9)$$

设 A 相控制绕组的轴线位置在空间上滞后于 A 相功率绕组的轴线位置 θ_0 机械角度,则 BDFM 控制绕组流过三相对称基波电流时,产生的三相合成空间磁动势幅值和瞬时值分别为

$$F_{scv} = \frac{3\sqrt{2} N_c k_{wcv}}{|v| p_c} I_{sc} \quad (10)$$

$$f_{sc}(\theta_c, t) = \sum_{k=0} F_{scv} \cos[\omega_c t - v p_c (\theta_c - \theta_0)] = \sum_{k=0} F_{scv} \cos(\omega_c t - v p_c \theta_c) \quad (11)$$

式中: N_c 为控制绕组每相每支路串联匝数; k_{wcv} 为控制绕组 $|v|$ 次谐波磁动势的绕组系数; θ_0 为控制绕组在定子空间坐标系上的机械位置角;当 $v=1+6k$ ($k=0, 1, 2, \dots$) 时,代表极对数为 $v p_c$ 、同步转速为 ω_c / p_c 的正向旋转谐波磁动势;当 $v=1-6k$ ($k=1, 2, 3, \dots$) 时,代表极对数为 $-v p_c$ 、同步转速为 ω_c / p_c 的反向旋转谐波磁动势。

3.2 转子绕组感应电动势的角频率

设转子旋转的机械角速度为 ω_r , 定子功率绕组谐波磁动势旋转的机械同步速度为 ω_{spv} , 则转子相对于功率绕组谐波磁动势的转差率为

$$s_{rv} = \frac{\omega_r - \omega_{spv}}{\omega_{spv}} = \frac{\omega_r - \frac{v_p \mp}{p_p} \omega_r}{\frac{v_p \mp}{p_p} \omega_r} = \frac{p - v_p \mp}{v_p \mp} \quad (12)$$

式中:当 $v_p = 6k + 1$ ($k=0, 1, 2, \dots$) 时, $v_p p_p$ 前取负号;当 $v_p = 6k - 1$ ($k=1, 2, 3, \dots$) 时, $v_p p_p$ 前取正号。

因此,由式 (7) 和式 (12) 可得定子功率绕组谐波磁动势在转子绕组中感应电动势的角频率为

$$\omega_{rv} = s_{rv} \omega_{spv} = \frac{p - v_p \mp}{v_p \mp} \omega_r = \omega_r - v p_p \omega_r \quad (13)$$

同理,定子控制绕组谐波磁动势在转子绕组中感应电动势的角频率为

$$\omega_{rcv} = s_{rcv} \omega_{scv} = \omega_c - v p_c \omega_r \quad (14)$$

3.3 转子绕组感应的电动势和电流

设空气的磁导率为 μ_0 , 电机气隙的有效长度为

,则由功率绕组和控制绕组磁动势建立的气隙磁密分别为^[11]

$$b_{sp}(p, t) = \frac{\mu_0}{2} f_{sp}(p, t) = \sum_{k=0} B_{spv} \cos(p t - v p_p), \quad (15)$$

$$b_{sc}(c, t) = \sum_{k=0} B_{scv} \cos(c t - v p_c). \quad (16)$$

式中: $B_{spv} = \mu_0 F_{spv} / \delta$; $B_{scv} = \mu_0 F_{scv} / \delta$ 。

为了便于分析转子感应电动势,首先将定子空间坐标系中的位置角 p 、 c 分别转换为转子空间坐标系中的位置角 p_r 、 c_r 为

$$p_r = p + \omega_r t, \quad (17)$$

$$c_r = c + \omega_r t. \quad (18)$$

将式(13)和式(17)代入式(15),可得定子功率绕组建立的气隙磁密在转子空间坐标系下的表达式为

$$b_{sp}(p_r, t) = \sum_{k=0} B_{spv} \cos[p_r t - v p_p(p_r + \omega_r t)] = \sum_{k=0} B_{spv} \cos[(p_r - v p_p \omega_r) t - v p_p p_r] = \sum_{k=0} B_{spv} \cos(p_{rv} t - v p_p p_r). \quad (19)$$

同理,将式(14)和式(18)代入式(16),可得定子控制绕组建立的气隙磁密在转子空间坐标系下的表达式为

$$b_{sc}(c_r, t) = \sum_{k=0} B_{scv} \cos(c_r t - v p_c c_r). \quad (20)$$

根据图(2)和式(19),可得定子功率绕组建立的第 $|v|$ 次气隙谐波磁密与转子绕组第 x 个巢内第 n 个短路环交链的磁链为

$$\psi_{pv}(x, n, t) = \frac{D_r}{2} B_{spv} \sum_{2(x-1)/p_r+1}^{2(x-1)/p_r+n} \cos(p_{rv} t - v p_p p_r) d p_r = \frac{D_r}{v p_p} B_{spv} \cos\left[p_{rv} t - v p_p \frac{2(x-1)}{p_r}\right] \times \sin(v p_p p_n). \quad (21)$$

式中: l 为转子铁心长度; D_r 为转子外径。

因此,定子功率绕组建立的谐波磁场在转子绕组第 x 个巢内第 n 个短路环中感应的电动势为

$$E_{pv}(x, n, t) = -\frac{d}{dt} \psi_{pv}(x, n, t) = \frac{D_r}{v p_p} B_{spv} \omega_r \sin\left[p_{rv} t - v p_p \frac{2(x-1)}{p_r}\right] \times \sin(v p_p p_n). \quad (22)$$

同理,定子控制绕组建立的谐波磁场在转子绕组第 x 个巢内第 n 个短路环中感应的电动势为

$$E_{rcv}(x, n, t) = -\frac{d}{dt} \psi_{rcv}(x, n, t) = \frac{D_r}{v p_c} B_{scv} \omega_r \sin\left[p_{rcv} t - v p_c \frac{2(x-1)}{p_r}\right] \times \sin(v p_c p_n) \quad (23)$$

则由定子空间谐波磁场在转子绕组第 x 个巢内第 n 个短路环中感应的合成谐波电动势为

$$E_{ru}(x, n, t) = E_{pv}(x, n, t) + E_{rcv}(x, n, t) = \frac{D_r}{u} B_{su} \omega_r \sin\left[p_{ru} t - u \frac{2(x-1)}{p_r}\right] \times \sin(u p_n). \quad (24)$$

式中:当 $u = v p_p$ 时,代表与功率绕组相关的谐波次数,此时 $B_{su} = B_{spv}$, $p_{ru} = p_{rv}$;当 $u = v p_c$ 时,代表与控制绕组相关的谐波次数,此时 $B_{su} = B_{scv}$, $p_{ru} = p_{rcv}$ 。由于 BDBM 功率绕组和控制绕组的极对数不等,因此由定子功率绕组和控制绕组建立的空间谐波磁场在转子绕组第 x 个巢内第 n 个短路环中感应的合成谐波电动势可由简化为式(24)。

考虑到转子笼条槽内直线部分的长度远远大于端部连接长度,因此可近似认为各短路环的阻抗相等,用 Z_r 表示。则转子绕组第 x 个巢内第 n 个短路环中感应的电流为

$$i_{ru}(x, n, t) = \frac{E_{ru}(x, n, t)}{Z_r} = \frac{D_r}{Z_r u} B_{su} \omega_r \sin\left[p_{ru} t - u \frac{2(x-1)}{p_r}\right] \sin(u p_n). \quad (25)$$

由式(25)可见,气隙磁场的某次空间谐波在转子同 1 个巢内的 N_r 个短路环中将感应出基波和一系列的时间谐波电流,各次时间谐波电流的相位相同、大小正比于 $\sin(u p_n)$,即

$$i_{ru}(x, 1, t) : i_{ru}(x, 2, t) : \dots = \sin(u p_1) : \sin(u p_2) : \dots \quad (26)$$

3.4 转子绕组磁动势分析

1 个转子短路环电流产生的沿气隙圆周按矩形规律分布的磁动势波形如图 3 所示。由于短路环的跨距角 α_n 小于一电弧度,因此两个矩形的宽度和高度不同,其中一个高度为 $\left[1 - \frac{\alpha_n}{2}\right] N$,另一个高度为

$\frac{\alpha_n}{2} N$ 。转子电流 $i = i_{ru}(x, n, t)$, 转子短路环匝数为 $N = 1$ 。当转子电流 i 随时间按正弦规律变化时,矩形波的幅值随时间按正弦规律脉振。

将按矩形规律分布的磁动势波形用傅立叶级数进行分析,可得到一系列谐波。转子单个短路环建

立的磁动势为

$$f_r(x, t) = \sum_{w=1} F_{wv}(n, t) \cos(w\theta) \quad (27)$$

式中: $\theta = \theta_r - (x-1)\frac{2}{p_r}$; $F_{wv}(n, t)$ 为 w 次谐波磁动势幅值, 其值按傅立叶级数积分法求出, 为

$$F_{wv}(n, t) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} \left(1 - \frac{n}{p_r} \right) i_{tu} \cos(w\theta) d\theta - \frac{2}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} i_{tu} \cos(w\theta) d\theta = i_{tu} \left[\frac{2}{\pi} \left(1 - \frac{n}{p_r} \right) \frac{1}{w} \sin(w\theta_n) + \frac{2}{\pi} \frac{1}{w} \sin(w\theta_n) \right] = \frac{2}{\pi} \frac{1}{w} i_{tu}(x, n, t) \sin(w\theta_n) \quad (28)$$

设

$$F(u, w) = \frac{2}{w} \frac{D_r}{Z_r u} B_{su} \sin(u\theta_n) \sin(w\theta_n) \quad (29)$$

则

$$F_{wv}(n, t) = F(u, w) \sin\left[\theta_n t - u \frac{2(x-1)}{p_r} \right] \quad (30)$$

由式 (27) 和式 (28), 可得转子绕组电流产生的各次谐波磁动势为

$$f_{wv}(x, t) = \sum_{n=1}^{p_r N_r} F_{wv}(n, t) \times \cos\left\{ w \left[\theta_r - (x-1) \frac{2}{p_r} \right] \right\} \quad (31)$$

所以, 转子绕组电流产生的合成磁动势为

$$f_r(x, t) = \sum_{w=1} f_{wv}(x, t) \quad (32)$$

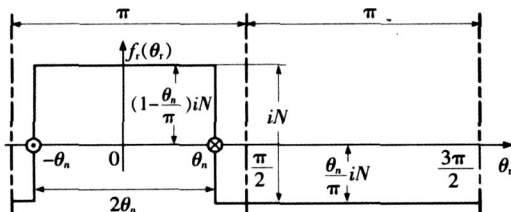


图 3 1 个短路环电流产生的磁动势波形

Fig 3 MMF waveform resulted from the current in a short-circuit ring

4 计算实例

为了说明笼型转子结构对 BDFM 磁场调制作用的影响, 本文以 1 台模型样机为例, 分别进行理论分析和有限元数值计算。样机参数为: 定子外径 $D_1 = 270 \text{ mm}$, 定子内径 $D_{i1} = 180 \text{ mm}$, 转子外径 $D_2 = 179.2 \text{ mm}$, 转子内径 $D_{i2} = 60 \text{ mm}$, 铁心长度 $l =$

195mm, 功率绕组极对数 $p_p = 3$, 控制绕组极对数 $p_c = 1$, 定子槽数 $Q_s = 36$, 转子槽数 $Q_r = 44$, 转子短路单元个数 $p_r = 4$, 每巢短路环个数 $N_r = 6$ 。

4.1 理论分析

由式 (29) ~ 式 (32) 可得转子 4 个巢产生的各次谐波磁动势分别为

$$f_{wv}(1, x, t) = \sum_{n=1}^6 F(u, w) \sin(\theta_n t) \cos(w\theta_r) \quad (33)$$

$$f_{wv}(2, x, t) = \sum_{n=1}^6 F(u, w) \times \sin\left[\theta_n t - \frac{u}{2} \right] \cos\left[w \left(\theta_r - \frac{2}{2} \right) \right] \quad (34)$$

$$f_{wv}(3, x, t) = \sum_{n=1}^6 F(u, w) \times \sin(\theta_n t - u) \cos[w(\theta_r - 1)] \quad (35)$$

$$f_{wv}(4, x, t) = \sum_{n=1}^6 F(u, w) \times \sin\left[\theta_n t - \frac{3u}{2} \right] \cos\left[w \left(\theta_r - \frac{3}{2} \right) \right] \quad (36)$$

为了便于分析, 在此只考虑控制绕组和功率绕组磁动势的基波, 即 $u = 1, 3$ 。

将上述 4 个巢产生的谐波磁动势相加, 便可得到转子绕组电流产生的各次谐波磁动势。通过分析, 发现偶次谐波不存在, 即 $w = 2, 4, 6, \dots$ 时, $f_{wv}(x, t) = 0$; 而当 $w = 2k + 1$ ($k = 0, 1, 2, \dots$) 时, 存在基次谐波为

$$f_{wv}(x, t) = F_{w,1} \sin(\theta_n t) \sin(w\theta_n) + F_{w,3} \sin(3\theta_n t) \sin(w\theta_n) \quad (37)$$

$$\left. \begin{aligned} F_{w,1} &= \frac{4D_r}{w Z_r} [B_{s1} \sin(\theta_r t + w\theta_r)] \\ F_{w,3} &= \frac{4D_r}{w Z_r} \left[\frac{B_{s3} \theta_3}{3} \sin(\theta_3 t \pm w\theta_r) \right] \end{aligned} \right\} \quad (38)$$

式中: $F_{w,1}$ 和 $F_{w,3}$ 分别为定子控制绕组和功率绕组基波磁场在转子绕组中感应电流而产生的 w 次空间谐波磁动势。当 $w = 4k + 1$ ($k = 0, 1, 2, \dots$) 时, $\theta_r t$ 后取负号, $\theta_3 t$ 后取正号, 代表控制绕组基波磁场感应转子而产生的磁动势正向旋转、功率绕组基波磁场感应转子而产生的磁动势反向旋转; 当 $w = 4k - 1$ ($k = 1, 2, 3, \dots$) 时, $\theta_r t$ 后取正号, $\theta_3 t$ 后取负号, 代表控制绕组基波磁场感应转子而产生的磁动势反向旋转、功率绕组基波磁场感应转子而产生的磁动势正向旋转。

由式 (37) 可得转子绕组磁动势建立的气隙磁密为

$$b_{gr}(r, t) = \mu_0 f_{gr}(r, t) \quad (39)$$

在定子绕组基波磁场的作用下, 转子每个短路环产生的 1、3、5、7 次谐波磁动势计算结果如表 1 所示。

表 1 各短路环产生的谐波磁动势

Table 1 Harmonic MMFs of each short-circuit loop

短路环编号	跨距角 / (°)	1次谐波磁动势	3次谐波磁动势	5次谐波磁动势	7次谐波磁动势
1	4.09	$0.005F_{1,1} + 0.015F_{1,3}$	$0.015F_{3,1} + 0.045F_{3,3}$	$0.025F_{5,1} + 0.074F_{5,3}$	$0.034F_{7,1} + 0.102F_{7,3}$
2	12.27	$0.045F_{1,1} + 0.127F_{1,3}$	$0.127F_{3,1} + 0.359F_{3,3}$	$0.185F_{5,1} + 0.525F_{5,3}$	$0.212F_{7,1} + 0.598F_{7,3}$
3	20.45	$0.122F_{1,1} + 0.307F_{1,3}$	$0.307F_{3,1} + 0.770F_{3,3}$	$0.341F_{5,1} + 0.858F_{5,3}$	$0.210F_{7,1} + 0.526F_{7,3}$
4	28.64	$0.230F_{1,1} + 0.478F_{1,3}$	$0.478F_{3,1} + 0.995F_{3,3}$	$0.287F_{5,1} + 0.598F_{5,3}$	$-0.167F_{7,1} - 0.349F_{7,3}$
5	36.82	$0.359F_{1,1} + 0.561F_{1,3}$	$0.561F_{3,1} + 0.878F_{3,3}$	$-0.043F_{5,1} - 0.067F_{5,3}$	$-0.586F_{7,1} - 0.916F_{7,3}$
6	45	$0.500F_{1,1} + 0.500F_{1,3}$	$0.500F_{3,1} + 0.500F_{3,3}$	$-0.500F_{5,1} - 0.500F_{5,3}$	$-0.500F_{7,1} - 0.500F_{7,3}$

由表 1 可见, 4-6 号短路环产生的 1 次和 3 次有效谐波磁动势的代数和明显大于 1-3 号短路环产生的 1 次和 3 次有效谐波磁动势的代数和, 而 4-6 号短路环产生的 5 次和 7 次无用谐波磁动势的代数和较小。由此说明, 靠近公共笼条附近的 4-6 号短路环能够起到增强有效次谐波、削弱其它高次谐波的作用, 这样有利于发挥转子的磁场调制效果; 而靠近转子巢轴线附近的 1-3 号短路环, 对改善转子的磁场调制效果作用不大。这样可以通过调整转子导条的分布, 来对转子结构进行优化, 以增强磁场调制效果。

4.2 有限元验证

利用 Ansoft 中的 Maxwell 2D 分析模块, 对该样机的亚同步运行状态进行有限元数值计算。BDFM 的 2D 模型如图 4 所示。在图 4 中, 定子铁心和绕组结构完全相同, 定子功率绕组和控制绕组采用彼此独立的连线方式, 而笼型转子设计了 3 种不同的结构。模型 I 的短路环沿转子表面均匀分布; 模型 II 的转子短路环靠近公共笼条, 其跨距角 α_s 为 $20^\circ \sim 45^\circ$; 模型 III 的转子短路环靠近巢的轴线位置, 其跨距角 α_s 为 $0^\circ \sim 30^\circ$ 。3 种不同转子结构的展开图如图 5 所示。对以上 3 个模型的转子谐波磁密分别进行理论计算和有限元数值计算, 得到的结果分别如表 2 和图 6 所示, 其中表 2 根据式 (39) 和表 1 得到, 图 6 根据有限元数值计算和频谱分析得到。

表 2 气隙磁密谐波理论分析

Table 2 Theoretic analysis of the air gap harmonic flux densities

模型编号	1次谐波磁密	3次谐波磁密	5次谐波磁密	7次谐波磁密
模型 I	$\mu_0 \frac{1.261F_{1,1} + 1.988F_{1,3}}{\mu_0}$	$\mu_0 \frac{1.988F_{3,1} + 3.547F_{3,3}}{\mu_0}$	$\mu_0 \frac{0.295F_{5,1} + 1.488F_{5,3}}{\mu_0}$	$\mu_0 \frac{-0.797F_{7,1} - 0.539F_{7,3}}{\mu_0}$
模型 II	$\mu_0 \frac{1.211F_{1,1} + 1.846F_{1,3}}{\mu_0}$	$\mu_0 \frac{1.846F_{3,1} + 3.143F_{3,3}}{\mu_0}$	$\mu_0 \frac{0.085F_{5,1} + 0.889F_{5,3}}{\mu_0}$	$\mu_0 \frac{-1.043F_{7,1} - 1.239F_{7,3}}{\mu_0}$
模型 III	$\mu_0 \frac{0.672F_{1,1} + 0.949F_{1,3}}{\mu_0}$	$\mu_0 \frac{0.949F_{3,1} + 1.674F_{3,3}}{\mu_0}$	$\mu_0 \frac{0.051F_{5,1} + 0.957F_{5,3}}{\mu_0}$	$\mu_0 \frac{-0.044F_{7,1} + 0.726F_{7,3}}{\mu_0}$

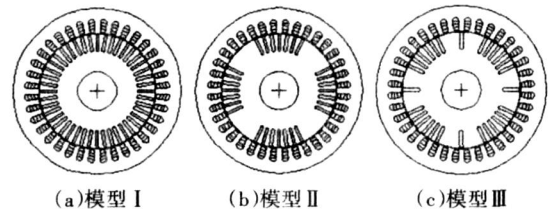


图 4 BDFM 的 2D 模型

Fig. 4 The 2D models of BDFM

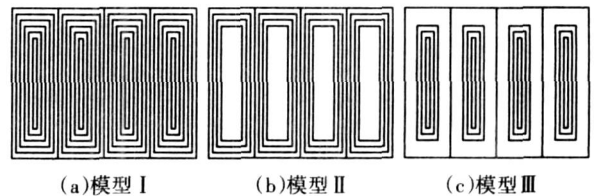


图 5 转子绕组短路环结构

Fig. 5 The structures of rotor short-circuit rings

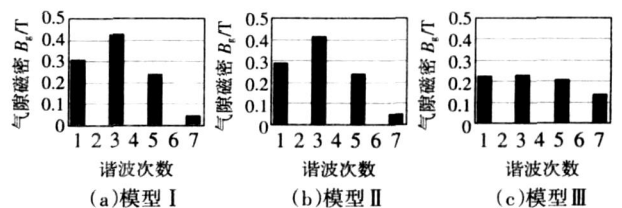


图 6 气隙磁密谐波有限元分析

Fig. 6 FEM analysis of the air gap harmonic flux densities

由图 6 可知, 3 个模型的偶次谐波磁密都近似为零; 模型 I 与模型 II 的各次谐波磁密分布近似相等, 且 1 次和 3 次有效谐波磁密比较大、5 次和 7 次无用谐波磁密相对较小, 这有利于发挥转子笼条的磁场调制作用; 而模型 III 的各次谐波磁密相差不大, 且 1 次和 3 次有效谐波磁密明显小于模型 I 与模型 II, 而 7 次无用谐波磁密则明显大于模型 I 与模型 II, 转子的磁场调制作用不好。对比表 2 的理论分析结果, 发现变化规律基本相同, 说明靠近转子公共笼条附近的外圈短路环对增强磁场调制效果具有主要作用。需要说明的是, 7 次谐波磁密的理论分析与有限元数值计算有些不同, 这主要是因为理论分析时把公共笼条归为 1 个转子巢内, 而实际的公共笼条属于 2 个转子巢共用, 其电流的相位与同一个巢内的其它短路环不等。

5 结 论

1) 在 BDFM 转子绕组同一个巢内 N_r 个短路环中, 存在基波和一系列的谐波电流, 各次谐波电流的相位相同, 大小正比于 $\sin(u_n)$ 。由转子电流产生的转子磁动势包含基波和一系列的奇次谐波, 而偶次谐波非常小。

2) 不同的笼型转子结构对转子磁动势谐波分布具有不同的影响, 对磁场调制起主要作用的是靠近公共笼条附近的外圈短路环。模型 I 与模型 II 的转子磁动势谐波分布规律大体相同, 其 1 次和 3 次谐波分量较大, 其它谐波分量小, 将有利于 BDFM 的磁场调制, 而模型 III 的磁场调制效果较差。

3) 与模型 I 相比, 模型 II 采用不均匀分布的短路环, 其磁场调制作用大致相同, 而且可以减少转子槽数、简化笼型转子结构。

4) 在 BDFM 的笼型转子结构设计时, 短路环应尽量布置在靠近公共笼条的附近, 以增大其跨距角, 这样可以加强转子的磁场调制作用。

参 考 文 献:

[1] HUNT L J. A new type of induction motor[J]. *Journal Institute of Electrical Engineers*, 1907, 39: 648 - 667.
 [2] BROADWAY A, BURBIDGE R L. Self-cascaded machine: a low speed motor or high frequency brushless alternator [J]. *IEE Proceedings*, 1970, 117(7): 1277 - 1290.
 [3] WILLIAMSON S, FERREIRA A C, WALLACE A K. Generalised theory of the brushless doubly-fed machine Part 1: Analysis[J]. *IEE Proceedings on Electric Power Applications*, 1997, 144(2): 111 - 122.
 [4] WILLIAMSON S, FERREIRA A C. Generalised theory of the brushless doubly-fed machine Part 2: Model verification and performance[J]. *IEE Proceedings on Electric Power Applications*, 1997, 144

(2): 123 - 129.
 [5] 邓先明, 姜建国. 无刷双馈电机的工作原理及电磁设计 [J]. *中国电机工程学报*, 2003, 23(11): 126 - 132.
 DENG Xianming, JIANG Jianguo. The principle and electromagnetic design of brushless doubly-fed machines [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2003, 23(11): 126 - 132.
 [6] ROBERTS P C, MCMAHON R A, TAVNER P J, et al. Equivalent circuit for the brushless doubly fed machine (BDFM) including parameter estimation and experimental verification [J]. *IEE Proceedings on Electric Power Applications*, 2005, 152(4): 933 - 942.
 [7] 张凤阁, 王凤翔, 徐隆亚. 磁阻和笼型转子无刷双馈电机的统一等效电路和转矩公式 [J]. *中国电机工程学报*, 1999, 19(11): 28 - 31.
 ZHANG Fengge, WANG Fengxiang, XU Longya. The equivalent circuit and torque formula of doubly-fed brushless machine with reluctance and cage rotor [J]. *Proceedings of the CSEE*, 1999, 19(11): 28 - 31.
 [8] 邓先明, 姜建国, 方荣惠. 笼型转子无刷双馈电机的电磁分析和等效电路 [J]. *电工技术学报*, 2005, 20(9): 19 - 23.
 DENG Xianming, JIANG Jianguo, FANG Ronghui. Electromagnetic analysis and equivalent circuit of brushless doubly-fed machine with cage rotor [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2005, 20(9): 19 - 23.
 [9] LIRUQI, WALLACE Alan, SPEE Rene, et al. Two-axis model development of cage-rotor brushless doubly-fed motors [J]. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 1991, EC - 6(3): 453 - 460.
 [10] 杨向宇, 励庆孚. 变频器 - 无刷双馈电机调速系统的仿真研究 [J]. *中国电机工程学报*, 2002, 22(7): 95 - 100.
 YANG Xiangyu, LI Qingfu. Simulation of inverter-brushless doubly-fed machines for adjustable speed drive systems [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2002, 22(7): 95 - 100.
 [11] 杨向宇, 蔡晓铭. 无刷双馈调速电机的谐波磁场分析 [J]. *华南理工大学学报*, 2005, 33(4): 10 - 14.
 YANG Xiangyu, CAI Xiaoming. Harmonic magnetic field analysis of brushless doubly-fed machines for adjustable speed drives [J]. *Journal of South China University of Technology (Natural Science Edition)*, 2005, 33(4): 10 - 14.
 [12] 王晓远, 何早新. 无刷双馈电机的转子结构及其谐波分析 [J]. *微电机*, 1998, 31(6): 3 - 6.
 WANG Xiaoyuan, HE Zaoxin. The rotor structure and its harmonic analysis of the brushless doubly-fed motor [J]. *Micro Motors Servo Technique*, 1998, 31(6): 3 - 6.
 [13] OLIVERA A M, KUO P P, SADOWSKIN, et al. Finite-element analysis of a double-winding induction motor with a special rotor bars topology [J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2004, 40(2): 770 - 773.
 [14] 王凤翔, 张凤阁. 磁场调制式无刷双馈交流电机 [M]. 长春: 吉林大学出版社, 2004.
 [15] 辜承林, 陈乔夫, 熊永前. 电机学 [M]. 武汉: 华中理工大学出版社, 2005.

(编辑: 张诗阁)