

# 级联式无刷双馈电机的四种动态数学模型

高强, 韩力, 李辉, 叶仁杰, 罗辞勇  
(重庆大学, 重庆 400044)

**摘要:** 利用交流电机一般理论和电机矩阵分析方法, 从级联式无刷双馈电机的基本结构和电磁关系出发, 分别建立了四种不同的动态数学模型——三相静止坐标系数学模型、任意速度两相旋转坐标系数学模型、转子速度两相旋转坐标系数学模型、双同步速度两相旋转坐标系数学模型, 并对它们各自的特点进行了分析。以建立的转子速度两相旋转坐标系数学模型为例, 对该电机进行了仿真实验, 从而验证了模型的正确性, 为该类电机的特性分析及其控制策略研究奠定了理论基础。

**关键词:** 级联式无刷双馈电机; 动态数学模型; 仿真

**中图分类号:** TM 343 **文献标识码:** A **文章编号:** 1004 - 7018(2010) 03 - 0018 - 06

## Four Dynamic Mathematical Models of Cascade Brushless Doubly - Fed Machines

GAO Qiang, HAN Li, LI Hui, YE Ren - jie, LUO Ci - yong  
(Chongqing University, Chongqing 400044, China)

**Abstract:** Based on the general principle of AC machine and matrix analysis of electrical machines, combining with the structure and the electromagnetic relationship of cascade brushless doubly - fed machine (CBDFM), four different dynamic mathematical models of CBDFM were derived respectively, which included three - axis static coordinate mathematical model, any speed two - axis rotating coordinate mathematical model, rotor speed two - axis rotating coordinate mathematical model and double synchronous speed two - axis rotating coordinate mathematical model. The characteristics of these models were discussed. As an example, simulation tests were carried out with the rotor speed two - axis rotating coordinate mathematical model. The results verify the correction of the models. The proposed models provide a theoretical foundation for the characteristic analysis and control strategy research about CBDFM in the future.

**Key words:** cascade brushless doubly - fed machine; dynamic mathematical model; simulation

### 0 引言

无刷双馈电机实现了无刷化, 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, 因而在交流变频调速领域和交流励磁变速恒频发电领域具有广阔的应用前景<sup>[1-9]</sup>。

无刷双馈电机分为单铁心式无刷双馈电机和级联式无刷双馈电机 (以下简称 CBDFM), 目前国内对外对单铁心式的研究较多<sup>[1-7]</sup>, 但对级联式的研究较少, 文献 [8] 对 CBDFM 的基本工作原理进行了研究, 文献 [9] 对 CBDFM 的  $d, q$  数学模型进行了研究, 但缺乏体系完整和概念清晰的数学模型建立过程。在前人工作的基础上, 本文根据交流电机基本理论和电机矩阵分析方法, 结合 CBDFM 的特点, 推导出了 4 种不同的动态数学模型——三相静止坐标系数学模型、任意速度两相旋转坐标系数学模型、转子速度两相旋转坐标系数学模型、双同步速度两相

旋转坐标系数学模型, 从而建立了一套清晰而完整的 CBDFM 动态数学模型推导体系, 并对它们的特点进行分析。在此基础上, 利用转子速度两相旋转坐标系数学模型, 对 CBDFM 进行了仿真实验, 验证了模型的正确性, 为今后该类电机的静动态特性分析及其控制策略研究奠定了良好的理论基础。

### 1 CBDFM 的基本结构和工作原理

CBDFM 由两台绕线式异步电机级联而成, 有两套独立的定子绕组和两套独立的转子绕组, 其中两套转子绕组交叉反相序连接<sup>[8]</sup>, 其结构如图 1 所示。极对数为  $p_b$  的定子功率绕组直接与电网友联接, 其频率  $f_p$  恒定; 极对数为  $p_c$  的定子控制绕组, 由变频电源供电, 其频率  $f_c$  可调。

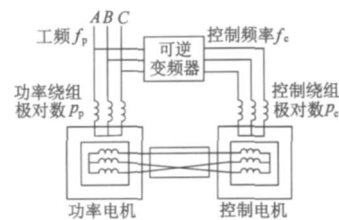


图 1 级联式无刷双馈电机的结构

在转子绕组交叉反相序联结情况下, CBDFM 稳态运行时的转速  $n_r$  与  $p_b, p_c, f_p, f_c$  的关系<sup>[8]</sup>:

收稿日期: 2009 - 08 - 06

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基金 (2007SKLEE08)

$$n_r = \frac{60(f_p \pm f_c)}{p_p + p_c} \quad (1)$$

式中： $f_c$ 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； $f_c$ 前取负号时，表示两套绕组的电流相序相反，此时电机运行在亚同步状态。如果 CBDPM 工作在电动状态，通过调节控制绕组的频率  $f_c$  可实现其变频调速运行；如果 CBDPM 工作在发电状态时，在不同转速下，通过调节控制绕组的频率  $f_c$  可实现其变速恒频发电运行。

## 2 CBDPM 的四种动态数学模型

CBDPM 的动态数学模型由功率子系统模型和控制子系统模型组成，分为电压方程、磁链方程、转矩方程和运动方程。为了便于分析，首先假设：

(1) 在三相系统中，定子功率绕组、控制绕组和转子绕组各自对称，所产生的磁动势沿气隙圆周按正弦规律分布，忽略空间谐波和时间谐波；

(2) 各种绕组每相的自感、互感和电阻恒定；

(3) 忽略磁路饱和与铁心损耗。

### 2.1 三相静止坐标系上的数学模型

#### 2.1.1 功率子系统

根据交流电机基本理论，可得 CBDPM 功率子系统的电压方程：

$$\begin{bmatrix} u_{sp} \\ u_{rp} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{sp} & 0 \\ 0 & R_{rp} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sp} \\ i_{rp} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_p \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中： $u_{sp} = [u_{spA} \ u_{spB} \ u_{spC}]^T$ ； $u_{rp} = [u_{rpA} \ u_{rpB} \ u_{rpC}]^T$ ； $i_{sp} = [i_{spA} \ i_{spB} \ i_{spC}]^T$ ； $i_{rp} = [i_{rpA} \ i_{rpB} \ i_{rpC}]^T$ ； $\psi_p = [ \psi_{pA} \ \psi_{pB} \ \psi_{pC} ]^T$ ； $\psi_r = [ \psi_{rA} \ \psi_{rB} \ \psi_{rC} ]^T$ ； $R_{sp} = \begin{bmatrix} R_{sp} & 0 & 0 \\ 0 & R_{sp} & 0 \\ 0 & 0 & R_{sp} \end{bmatrix}$ ； $R_{rp} = \begin{bmatrix} R_{rp} & 0 & 0 \\ 0 & R_{rp} & 0 \\ 0 & 0 & R_{rp} \end{bmatrix}$ ； $u$ 为相电压瞬时值； $i$ 为相电流瞬时值； $R$ 为相绕组电阻； $\psi$ 为相绕组全磁链；下标  $p$ 表示功率子系统参数；下标  $s$ 表示定子参数；下标  $r$ 表示转子参数。

每个绕组的磁链是它本身的自感磁链和其它绕组对它的互感磁链之和，因此，式(2)中的磁链矩阵可表示为：

$$\begin{bmatrix} \psi_p \\ \psi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ssp} & L_{spr} \\ L_{rsp} & L_{rrp} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sp} \\ i_{rp} \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\text{式中：} L_{ssp} = \begin{bmatrix} L_{msp} + L_{lsp} & -\frac{1}{2}L_{msp} & -\frac{1}{2}L_{msp} \\ -\frac{1}{2}L_{msp} & L_{msp} + L_{lsp} & -\frac{1}{2}L_{msp} \\ -\frac{1}{2}L_{msp} & -\frac{1}{2}L_{msp} & L_{msp} + L_{lsp} \end{bmatrix} ; L_{rrp} =$$

$$\begin{bmatrix} L_{mrp} + L_{lrp} & -\frac{1}{2}L_{mrp} & -\frac{1}{2}L_{mrp} \\ -\frac{1}{2}L_{mrp} & L_{mrp} + L_{lrp} & -\frac{1}{2}L_{mrp} \\ -\frac{1}{2}L_{mrp} & -\frac{1}{2}L_{mrp} & L_{mrp} + L_{lrp} \end{bmatrix} ; L_{rsp} = L_{spr}^T = \sqrt{L_{msp}L_{mrp}}$$

$$\begin{bmatrix} \cos p & \cos(p - 120^\circ) & \cos(p + 120^\circ) \\ \cos(p + 120^\circ) & \cos p & \cos(p - 120^\circ) \\ \cos(p - 120^\circ) & \cos(p + 120^\circ) & \cos p \end{bmatrix} ;$$

式中： $L_{msp}$ 、 $L_{mrp}$ 分别为定、转子各相功率绕组之间的互感； $L_{lsp}$ 、 $L_{lrp}$ 分别为定、转子各相功率绕组的漏感； $p$ 为功率子系统定子  $A$  相轴线与转子  $a$  相轴线之间的相对位置角。

根据旋转电机的电磁转矩表达式<sup>[10]</sup>：

$$T_{ep} = \frac{1}{2} p_p \frac{\partial}{\partial p} \dot{\psi}_p \quad (4)$$

式中： $\dot{\psi}_p = \begin{bmatrix} \dot{\psi}_{sp} \\ \dot{\psi}_{rp} \end{bmatrix}$ ； $L_p = \begin{bmatrix} L_{ssp} & L_{spr} \\ L_{rsp} & L_{rrp} \end{bmatrix}$ 。将电流矩阵  $\dot{\psi}_p$  和电感矩阵  $L_p$  代入式(4)，经推导可得出 CBDPM 功率子系统的电磁转矩：

$$T_{ep} = p_p \sqrt{L_{msp}L_{mrp}} [ (i_{spA} i_{rpA} + i_{spB} i_{rpB} + i_{spC} i_{rpC}) \sin p + (i_{spA} i_{rpB} + i_{spB} i_{rpC} + i_{spC} i_{rpA}) \sin(p + 120^\circ) + (i_{spA} i_{rpC} + i_{spB} i_{rpA} + i_{spC} i_{rpB}) \sin(p - 120^\circ) ] \quad (5)$$

#### 2.1.2 控制子系统

根据交流电机基本理论，同理可得控制子系统的电压方程、磁链方程和转矩方程分别为：

$$\begin{bmatrix} u_{sc} \\ u_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{sc} & 0 \\ 0 & R_{rc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sc} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_c \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_c \\ \psi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ssc} & L_{src} \\ L_{rsc} & L_{rtc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sc} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$T_{ec} = p_c \sqrt{L_{mrc}L_{mrc}} [ (i_{scA} i_{rcA} + i_{scB} i_{rcB} + i_{scC} i_{rcC}) \sin c + (i_{scA} i_{rcB} + i_{scB} i_{rcC} + i_{scC} i_{rcA}) \sin(c + 120^\circ) + (i_{scA} i_{rcC} + i_{scB} i_{rcA} + i_{scC} i_{rcB}) \sin(c - 120^\circ) ] \quad (8)$$

式中：下标  $c$ 表示控制子系统参数，其余符号的含义均与功率子系统的符号相同。

#### 2.1.3 三相静止坐标系上的数学模型

由于 CBDPM 功率子系统与控制子系统通过转子绕组的连接进行相互作用，因此正确分析并建立两个子系统在转子方的关系是推导该电机动态数学模型的关键。

CBDPM 功率电机和控制电机的转子绕组联接方式如图 2 所示。

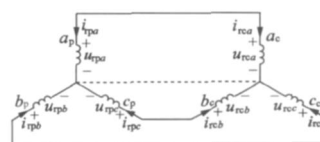


图 2 级联式无刷双馈电机转子绕组

由图 2 可见,转子电流和电压满足以下关系:

$$\begin{bmatrix} i_{pa} \\ i_{pb} \\ i_{pc} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$\begin{bmatrix} u_{ra} \\ u_{rb} \\ u_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{pa} \\ u_{pb} \\ u_{pc} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_{ra} \\ u_{rb} \\ u_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (10)$$

将功率子系统和控制子系统的转子绕组参数进行合并,得到:

$$\left. \begin{aligned} L_{mp} + L_{mr} + L_{lp} + L_{lr} &= L_{mr} + L_{lr} \\ R_p + R_r &= R_r \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

式中:  $L_{mr}$  为转子三相绕组之间的互感;  $L_{lr}$ 、 $R_r$  分别为转子一相绕组的漏感和电阻。

由此可得到 CBDPM 在三相静止坐标系上的完整电压方程:

$$\begin{bmatrix} u_{sp} \\ u_{sc} \\ u_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{sp} & 0 & 0 \\ 0 & R_{sc} & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sp} \\ i_{sc} \\ i_r \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{ssp} & 0 & L_{sp} \\ 0 & L_{ssc} & L_{scc} \\ L_{rsp} & L_{rsc} & L_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sp} \\ i_{sc} \\ i_r \end{bmatrix} \quad (12)$$

式中:  $u_r = [u_{ra} \quad u_{rb} \quad u_{rc}]^T$ ;  $i_r = [i_a \quad i_b \quad i_c]^T$ ;  $R_r =$

$$\begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}; L_{rr} = \begin{bmatrix} L_{mr} + L_{lr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & L_{mr} + L_{lr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & L_{mr} + L_{lr} \end{bmatrix}$$

$$L_{srec} = -\sqrt{L_{ms}L_{mrc}} \cdot \begin{bmatrix} \cos \alpha_c & \cos(\alpha_c - 120^\circ) & \cos(\alpha_c + 120^\circ) \\ \cos(\alpha_c - 120^\circ) & \cos(\alpha_c + 120^\circ) & \cos \alpha_c \\ \cos(\alpha_c + 120^\circ) & \cos \alpha_c & \cos(\alpha_c + 120^\circ) \end{bmatrix};$$

$$L_{rsc} = -\sqrt{L_{ms}L_{mrc}} \cdot \begin{bmatrix} \cos \alpha_c & \cos(\alpha_c + 120^\circ) & \cos(\alpha_c - 120^\circ) \\ \cos(\alpha_c + 120^\circ) & \cos(\alpha_c - 120^\circ) & \cos \alpha_c \\ \cos(\alpha_c - 120^\circ) & \cos \alpha_c & \cos(\alpha_c + 120^\circ) \end{bmatrix}。$$

电力拖动系统的运动方程<sup>[11]</sup>:

$$T_e = T_{ep} + T_{ec} = T_L + J \frac{d\omega_r}{dt} \quad (13)$$

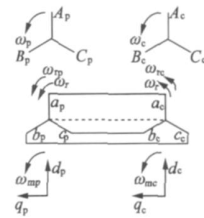
式中:  $T_L$  为负载转矩;  $J$  为机组的转动惯量;  $\omega_r$  为电机的机械旋转角速度。

式 (5)、式 (8)、式 (12) 和式 (13) 共同构成了 CBDPM 的三相静止坐标系动态数学模型。该模型物理概念清晰,能客观反映 CBDPM 最基本的电磁关系。但其电压方程为 9 阶系统,分析和求解十分困难。因此,在实际应用中必须设法予以简化,其基本方法就是进行坐标变化,把三相坐标系转换为两相坐标系。

## 2 2 两相旋转坐标系上的数学模型

### 2 2 1 任意速度两相旋转坐标系

建立任意速度两相旋转坐标系,如图 3 所示。



(a)功率系统 (b)控制系统

图 3 三相静止坐标系和两相旋转坐标系

设逆时针方向为正方向,功率绕组磁动势正方向旋转,其角频率为  $\omega_p = 2\pi f_p$ ;控制绕组磁动势角频率为  $\omega_c = 2\pi f_c$ ,正方向旋转时运行在超同步状态,反方向旋转时运行在亚同步状态。

设功率子系统和控制子系统的两相旋转坐标系的机械角速度分别为  $\omega_{mp}$  和  $\omega_{mc}$ ,则其相对于功率绕组和控制绕组的电角速度分别为:

$$\omega_{mp} = p_p \omega_{mp1} \quad (14)$$

$$\omega_{mc} = p_c \omega_{mc1} \quad (15)$$

由于转子相对于功率绕组和控制绕组的电角速度分别为:

$$\omega_{rp} = p_p \omega_r \quad (16)$$

$$\omega_{rc} = p_c \omega_r \quad (17)$$

则功率子系统和控制子系统的两相坐标系相对于转子的电角速度分别为:

$$\omega_{mpr} = \omega_{mp} - \omega_{rp} \quad (18)$$

$$\omega_{mcr} = \omega_{mc} - \omega_{rc} \quad (19)$$

定、转子三相静止坐标系到两相旋转坐标系的变换矩阵分别为<sup>[11]</sup>:

$$C_{3s/2r} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos \alpha_s & \cos(\alpha_s - 120^\circ) & \cos(\alpha_s + 120^\circ) \\ -\sin \alpha_s & -\sin(\alpha_s - 120^\circ) & -\sin(\alpha_s + 120^\circ) \\ \frac{\sqrt{1}}{\sqrt{2}} & \frac{\sqrt{1}}{\sqrt{2}} & \frac{\sqrt{1}}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (20)$$

$$C_{3r/2r} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos \alpha_r & \cos(\alpha_r - 120^\circ) & \cos(\alpha_r + 120^\circ) \\ -\sin \alpha_r & -\sin(\alpha_r - 120^\circ) & -\sin(\alpha_r + 120^\circ) \\ \frac{\sqrt{1}}{\sqrt{2}} & \frac{\sqrt{1}}{\sqrt{2}} & \frac{\sqrt{1}}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (21)$$

式中:  $\alpha_s$  表示  $d$  轴与定子  $A$  轴之间的夹角;  $\alpha_r$  表示  $d$  轴与转子  $a$  轴之间的夹角。

而定子  $A$  轴与转子  $a$  轴之间的相对位置角为:

$$\alpha = \alpha_s - \alpha_r \quad (22)$$

利用式 (2)、式 (3)、式 (14)、式 (18)、式 (20) 和式 (21),经推导可得出功率子系统在其任意速度两相旋转坐标系上的电压方程为:

$$\begin{bmatrix} u_{spd} \\ u_{spq} \\ u_{rpd} \\ u_{rpq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{sp} + L_{sp} p & -m_p L_{sp} & L_{mp} p & -m_p L_{mp} \\ m_p L_{sp} & R_{sp} + L_{sp} p & m_p L_{mp} & L_{mp} p \\ L_{mp} p & -m_p L_{mp} & R_{rp} + L_{rp} p & -m_{pr} L_{rp} \\ m_{pr} L_{mp} & L_{mp} p & m_{pr} L_{rp} & R_{rp} + L_{rp} p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{spd} \\ i_{spq} \\ i_{rpd} \\ i_{rpq} \end{bmatrix} \quad (23)$$

式中:  $p$  表示微分算子  $\frac{d}{dt}$ ;  $L_{sp}$ 、 $L_{rp}$ 、 $L_{mp}$  分别为功率子系统在两相旋转坐标系上的定子绕组自感、转子绕组自感、同轴定子绕组与转子绕组之间的互感。它们与三相静止坐标系上的电感关系为:

$$\left. \begin{aligned} L_{sp} &= \frac{3}{2} L_{m\ sp} + L_{l\ sp} \\ L_{rp} &= \frac{3}{2} L_{m\ rp} + L_{l\ rp} \\ L_{mp} &= \frac{3}{2} \sqrt{L_{m\ sp} L_{m\ rp}} \end{aligned} \right\} \quad (24)$$

$$\begin{bmatrix} u_{scd} \\ u_{scq} \\ u_{rcd} \\ u_{rcq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{sc} + L_{sc} p & -m_c L_{sc} & L_{mc} p & -m_c L_{mc} \\ m_c L_{sc} & R_{sc} + L_{sc} p & m_c L_{mc} & L_{mc} p \\ L_{mc} p & -m_{cr} L_{mc} & R_{rc} + L_{rc} p & -m_{cr} L_{rc} \\ m_{cr} L_{mc} & L_{mc} p & m_{cr} L_{rc} & R_{rc} + L_{rc} p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{scd} \\ i_{scq} \\ i_{rcd} \\ i_{rcq} \end{bmatrix} \quad (26)$$

式中:  $L_{sc}$ 、 $L_{rc}$ 、 $L_{mc}$  分别为控制子系统在两相旋转坐标系上的定子绕组自感、转子绕组自感、同轴定子绕组与转子绕组之间的互感。它们与三相静止坐标系上的电感关系为:

$$\left. \begin{aligned} L_{sc} &= \frac{3}{2} L_{m\ sc} + L_{l\ sc} \\ L_{rc} &= \frac{3}{2} L_{m\ rc} + L_{l\ rc} \\ L_{mc} &= \frac{3}{2} \sqrt{L_{m\ sc} L_{m\ rc}} \end{aligned} \right\} \quad (27)$$

将式(20)、式(21)、式(22)和式(27)代入式(8),经推导可得出控制子系统在其任意速度两相旋转坐标系上的电磁转矩为:

$$T_{ec} = p_c L_{mc} (i_{scq} i_{rcd} - i_{scd} i_{rcq}) \quad (28)$$

式(23)、式(25)、式(26)、式(28)和式(13)共同构成了 CBDPM 的任意速度两相旋转坐标系动态数学模型。这是一套两相旋转坐标系的一般化模型,其电压方程为 8 阶系统,虽然得到了一定程度的简化,但仍有较多的未知量。

### 2.2.2 转子速度两相旋转坐标系

为了进一步减少求解变量,假设两相旋转坐标系均以转子速度旋转,即  $m_{pr} = m_{cr} = r$ ,那么在功

$$\begin{bmatrix} u_{spd} \\ u_{spq} \\ u_{scd} \\ u_{scq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{sp} + L_{sp} p & -p_r L_{sp} & 0 & 0 & 0 & L_{mp} p & -p_r L_{mp} \\ p_r L_{sp} & R_{sp} + L_{sp} p & 0 & 0 & 0 & p_r L_{mp} & L_{mp} p \\ 0 & 0 & R_{sc} + L_{sc} p & -p_c r L_{sc} & -L_{mc} p & -p_c r L_{mc} & 0 \\ 0 & 0 & p_c r L_{sc} & R_{sc} + L_{sc} p & -p_c r L_{mc} & L_{mc} p & 0 \\ L_{mp} p & 0 & -L_{mc} p & 0 & R_r + L_r p & 0 & 0 \\ 0 & L_{mp} p & 0 & L_{mc} p & 0 & R_r + L_r p & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{spd} \\ i_{spq} \\ i_{scd} \\ i_{scq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (32)$$

将式(20)、式(21)、式(22)和式(24)代入式(5),经推导可得出功率子系统在其任意速度两相旋转坐标系上的电磁转矩:

$$T_{ep} = p_p L_{mp} (i_{spq} i_{rpd} - i_{spd} i_{rpq}) \quad (25)$$

同理,利用式(6)、式(7)、式(15)、式(19)、式(20)和式(21),经推导可得出控制子系统在其任意速度两相旋转坐标系上的电压方程为:

率子系统和控制子系统中,转子绕组均相对于两相旋转坐标系静止,图 3 中的速度满足以下关系:

$$m_{pr} = m_{cr} = 0 \quad (29)$$

这时,分别对式(9)和式(10)进行 3/2 坐标变换<sup>[11]</sup>,同时考虑到转子绕组短路,可得到转子电流、电压关系:

$$\left. \begin{aligned} i_{rpd} &= -i_{rcd} = i_{rd} \\ i_{rpq} &= i_{rcq} = i_{rq} \\ u_{rpd} - u_{rcd} &= u_{rd} = 0 \\ u_{rpq} + u_{rcq} &= u_{rq} = 0 \end{aligned} \right\} \quad (30)$$

式中:  $i_{rd}$ 、 $i_{rq}$  分别是转子电流  $d$  轴分量、 $q$  轴分量;  $u_{rd}$ 、 $u_{rq}$  分别是转子电压  $d$  轴分量、 $q$  轴分量。

将功率子系统和控制子系统的转子绕组参数合并到两相旋转坐标系,得到:

$$\left. \begin{aligned} L_{rp} + L_{rc} &= L_r \\ R_{rp} + R_{rc} &= R_r \end{aligned} \right\} \quad (31)$$

式中:  $L_r$ 、 $R_r$  分别是转子速度两相旋转坐标系上的转子总自感、总电阻。

根据式(23)、式(26)、式(29)、式(30)和式(31),经推导可得出 CBDPM 在转子速度两相旋转坐标系上的电压方程为:

根据式(25)、式(28)、式(30)和式(31),经推导可得出电磁转矩方程:

$$T_e = p_p L_{mp} (i_{spq} i_{td} - i_{spd} i_{tq}) - p_c L_{mc} (i_{scq} i_{td} + i_{scd} i_{tq}) \quad (33)$$

式(32)、式(33)和式(13)共同构成了 CBDFM 的转子速度两相旋转坐标系动态数学模型。该模型的电压方程为 6 阶系统,比三相静止坐标系数学模型的求解变量减少了许多,能较好地应用于电机的静态特性仿真以及简单的闭环控制。但由于 CBDFM 的控制绕组与变频器直接相连,而在该模型中,控制绕组的物理变量不能与变频器接口变量直接耦合。为了便于对变频器-无刷双馈电机调速系统进行仿真,还可以对该模型进一步进行坐标变换。

$$\begin{bmatrix} u_{spd} \\ u_{spq} \\ u_{scd} \\ u_{scq} \\ u_{td} \\ u_{tq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{sp} + L_{sp} p & -p L_{sp} & 0 & 0 & 0 & L_{mp} p \\ p L_{sp} & R_{sp} + L_{sp} p & 0 & 0 & 0 & p L_{mp} \\ 0 & 0 & R_{sc} + L_{sc} p & -c L_{sc} & -L_{mc} p & -c L_{mc} p \\ 0 & 0 & c L_{sc} & R_{sc} + L_{sc} p & -c L_{mc} & L_{mc} p \\ L_{mp} p & -m_{pr} L_{mp} & -L_{mc} p & m_{cr} L_{mc} & R_r + L_r p & -m_{pr} L_{mp} + m_{cr} L_{rc} \\ m_{pr} L_{mp} & L_{mp} p & m_{cr} L_{mc} & L_{mc} p & m_{pr} L_{mp} - m_{cr} L_{rc} & R_r + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{spd} \\ i_{spq} \\ i_{scd} \\ i_{scq} \\ i_{td} \\ i_{tq} \end{bmatrix} \quad (35)$$

根据式(25)、式(28)、式(30)和式(31)可以推出, CBDFM 在双同步速度两相旋转坐标系上的电磁转矩公式与式(33)一致。由此,式(35)、式(33)和式(13)共同构成了 CBDFM 的双同步速度两相旋转坐标系动态数学模型,其电压方程也是 6 阶系统。

由电机矩阵分析可知,当电机由三相静止坐标系变换为同步速度下的两相旋转坐标系时,电机中的三相静止对称交流绕组就等效为两相旋转直流绕组。因此,在双同步速度两相旋转坐标系中,功率子系统和控制子系统的三相对称交流流量都变换成了两相旋转直流量。这样不仅可以简化动态数学模型,而且还可以给电机控制带来方便。根据不同控制策略的需要,还可以对式(33)和式(35)进行磁场定向,进一步简化 CBDFM 的动态数学模型。

### 3 CBDFM 的静态特性仿真

根据式(32)、式(33)和式(13),建立 CBDFM 的转子速度两相旋转坐标系数学模型,并利用 Matlab/Simulink 进行仿真,其模型如图 4 所示。

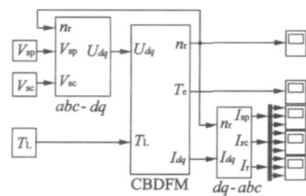


图 4 CBDFM 动态仿真模型框图

CBDFM 功率绕组接 380 V、50 Hz 工频电源,控

### 2.2.3 双同步速度两相旋转坐标系

双同步速度两相旋转坐标系是指功率子系统和控制子系统的两相旋转坐标系分别与其本身的旋转磁场同步旋转。这时,图 3 中的速度满足以下关系:

$$\left. \begin{aligned} m_p &= p = 2 f_p \\ m_c &= c = 2 f_c \end{aligned} \right\} \quad (34)$$

在双同步速度两相旋转坐标系中,转子电流、电压、电感和电阻的关系式与在转子速度两相旋转坐标系中的关系式相同,即式(30)、式(31)也完全适用于双同步速度两相旋转坐标系。

将式(30)、式(31)、式(34)代入式(23)和式(26),经推导可得出 CBDFM 在双同步速度两相旋转坐标系上的电压方程:

制绕组接变频电源。样机参数为:  $p_p = 3, R_{sp} = 0.435$ ,  $L_{sp} = 71.38 \text{ mH}, L_{mp} = 69.31 \text{ mH}, R_{rp} = 0.816$ ,  $L_{rp} = 71.4 \text{ mH}, p_c = 1, R_{sc} = 0.435$ ,  $L_{sc} = 65.33 \text{ mH}, L_{mc} = 60.21 \text{ mH}, R_{rc} = 0.816$ ,  $L_{rc} = 71.4 \text{ mH}, J = 0.03 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 。

仿真过程为: 0~2 s 带 20 N 负载异步起动; 2~3 s 牵入到同步运行; 3~4 s 超同步双馈运行(控制绕组正相序连接,  $f_c = 5 \text{ Hz}$ ); 4~5 s 超同步双馈运行(控制绕组正相序连接,  $f_c = 10 \text{ Hz}$ ); 5~6 s 亚同步双馈运行(控制绕组反相序连接,  $f_c = 5 \text{ Hz}$ ); 6~7 s 亚同步双馈运行(控制绕组反相序连接,  $f_c = 10 \text{ Hz}$ )。仿真结果如图 5 所示。

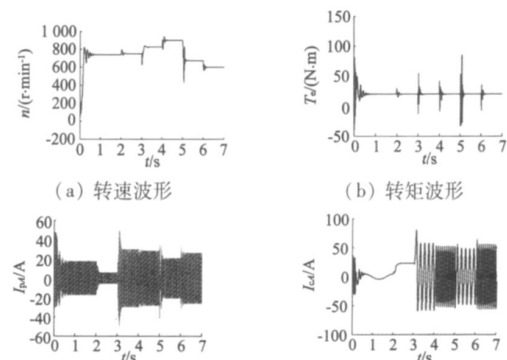


图 5 CBDFM 仿真波形

从以上仿真波形可以看出,在负载转矩一定的情况下,通过调节控制绕组供电电压的幅值和频率,调节控制绕组电流的幅值和频率,进而改变电机的

电磁转矩,最终实现转速调节的目的。以上波形准确反映了 CBDPM 的静动态特性。

通过图 6 进一步的 CBDPM 转速调节特性仿真可见,控制绕组电源频率与转速的关系完全符合式(1),从而验证了本文模型的正确性。

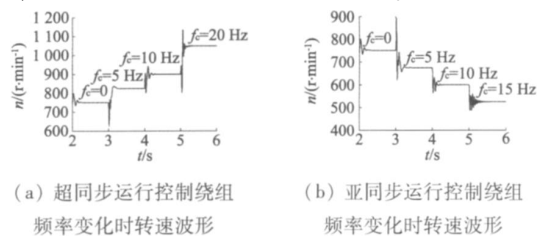


图 6 CBDPM 转速调节特性

## 4 结 论

(1) 根据 CBDPM 的基本结构和工作原理,从电机的基本参数入手,可以直接建立 CBDPM 的三相静止坐标系数学模型。该模型能较好地反映电机最基本的电磁关系,但计算比较复杂,不利于直接进行电机及其系统的控制特性分析。

(2) 通过一系列的坐标变换,可以把 CBDPM 的三相静止坐标系数学模型分别转换为任意速度两相旋转坐标系数学模型、转子速度两相旋转坐标系数学模型、双同步速度两相旋转坐标系数学模型。其中前者为两相旋转坐标系的一般化模型,其电压方程成为 8 阶系统,公式依然相当复杂;而后两者为两相旋转坐标系的两种特定模型,其电压方程成为 6 阶系统,求解变量减少了许多。

(3) 转子速度两相旋转坐标系数学模型能较好地应用于 CBDPM 的静动态特性仿真以及简单的

(上接第 17 页)

(5) 与表贴式相比,切向式转子结构无刷直流电动机直轴电感较大,直轴电枢反应去磁明显,负载变化时,转速波动大,机械特性偏软。在设计时需要结合螺旋桨负载特性来合理设计电机的机械特性。

(6) 由于推进电机在水下工作,水的散热效果明显,因此电机的电、磁负荷都可以设计得较大,有利于缩小电机体积。

## 4 结 语

本文针对两种不同转子结构的无刷直流推进电机进行了设计和性能分析、比较,虽然仿真表明这两种电机的性能、指标都能满足 MP 样机的要求,但还需进一步的整体优化设计,才能在有效减小 MP 整体尺寸,提高功率密度的同时,使 MP 具有优异

的水下推进性能。

## 参考文献

- [1] 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.
- [2] 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.
- [3] 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.
- [4] Williamson S, Ferreira A C, Wallace A K. Generalised theory of the brushless doubly-fed machine Part 1: Analysis[J]. IEE Proc. Electr. Power Appl, 1997, 144(2): 111-122.
- [5] Li R, Wallace A. Two-axis model development of cage-rotor brushless doubly-fed motors[J]. IEEE Trans. on Energy Conversion, 1991, EC-6(3): 453-460.
- [6] 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.
- [7] 黄守道,王耀南,黄科元,等.无刷双馈电机转子磁场定向控制策略的研究[J].电工技术学报,2002,17(2):34-39.
- [8] 徐大平,卢洪峰,刘东明,等.级联式无刷双馈电机基本原理探讨[J].电机与控制应用,2006,33(11):3-5.
- [9] 卞松江,贺益康,潘再平.级联式无刷双馈电机的建模与仿真[J].中国电机工程学报,2001,21(12):33-37.
- [10] 汤蕴璆,史乃.电机学(第2版)[M].北京:机械工业出版社,2005.
- [11] 陈伯时.电力拖动自动控制系统-运动控制系统[M].北京:机械工业出版社,2003.

作者简介:高强(1985-),男,硕士,研究方向为无刷双馈电动机。

的水下推进性能。

## 参考文献

- [1] 刘文峰,胡欲立.新型水下集成电机推进装置的泵喷射推进器结构原理及特点分析[J].鱼雷技术,2007(6):5-8.
- [2] 安斌,石秀华,宋绍忠.新型水下集成电机推进器的特种电机研究[J].微特电机,2005(1):8-10.
- [3] 李锡群,王志华.电机推进器一体化装置(MP)介绍[J].船电技术,2003(2):5-6,31.
- [4] 谢卫,魏巍,张霞.无刷直流推进电动机稳态性能的仿真[J].中国航海,2006(3):87-89.
- [5] 安跃军,王韶华,孟昭军,等.水下机器人用永磁推进电机系统混沌控制[J].电气技术,2009(3):29-31.

作者简介:张强(1975-),男,博士,副教授,主要从事集成电机推进技术以及变速恒频发电技术的研究。