

无刷双馈电机静止坐标数学模型的研究*

王景轩¹, 王淑红¹, 高若中², 陈正方¹, 王一帆¹

(1. 太原理工大学 电气与动力工程学院, 山西 太原 030024;

2. 重庆大学 自动化学院 无线电能传输技术研究所, 重庆 400044)

摘要: 由于没有电刷和滑环, 提高了运行的可靠性, 降低了维护成本, 因此无刷双馈电机(BDFM)在变速恒频发电领域有着广阔的应用前景。由于特殊的结构和工作原理, BDFM 数学模型十分复杂。从 BDFM 多回路空间矢量数学模型出发, 推导出了两个静止坐标系之间的坐标变换关系以及功率绕组静止坐标系数学模型和控制绕组静止坐标系数学模型, 推导过程简洁明了。所得结果为 BDFM 理论分析和不同控制策略的研究提供了理论基础。MATLAB/Simulink 环境下的仿真结果验证了数学模型及坐标变换关系的正确性。

关键词: 无刷双馈电机; 静止坐标系; 数学模型; 功率绕组; 控制绕组

中图分类号: TM 301 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2019)07-0045-06

Research on Static Reference Frames of Brushless Doubly-Fed Motor*

WANG Jingxuan¹, WANG Shuhong¹, GAO Ruozhong², CHEN Zhengfang², WANG Yifan¹

(1. College of Electrical and Power Engineering, Taiyuan University of Technology, Taiyuan 030024, China;

2. Insitute of Wireless Power Transfer Technology, College of Automation, Chongqing University, Chongqing 400044, China)

Abstract: The brushless doubly-fed motor (BDFM), without a brush gear, provided the benefits of low maintenance cost and high reliability, so it had broad application prospects in the field of variable-speed constant-frequency (VSCF) wind power generation. Because of its special structure and principle of operation, the mathematical models of BDFM were very complicated. Based on multi-loop space vector model of BDFM, a new method to derive static reference frame models of the power winding and the control winding was proposed, and the coordinate conversion between them was given. The derivation was simple and clear. The conclusions provided a theoretical basis for the theoretical analysis and control strategy of BDFM. The simulation results in MATLAB/Simulink showed that the static reference frame models and coordinate transformation were correct.

Key words: brushless doubly-fed motor (BDFM); static reference frame; mathematical model; power winding; control winding

0 引言

无刷双馈电机(BDFM)是一种新型电机,与目前在变速恒频发电领域广泛使用的双馈电机(DFIM)相比,其同样具有所需变频器容量小的突出优点,但是BDFM没有电刷和滑环,因此提高了运行的可靠性,降低了维护成本,更适合在少维护

或免维护的场合使用,在变速恒频发电领域前景广阔^[1]。对BDFM本体、数学模型及控制策略的研究已经取得了大量成果,表明该电机已日益接近工程应用^[2-3]。

现代的BDFM定子上有2套独立的极数不同的三相绕组:功率绕组(PW)和控制绕组(CW)。转子有笼型、绕线型和磁阻型。特殊设计的转子

* 基金项目: 国家自然科学基金项目(51477110)

作者简介: 王景轩(1995—),男,硕士研究生,研究方向为电机及其控制。

王淑红(1965—),女,博士,硕士生导师,研究方向为新型电机理论及控制技术。

同时耦合 2 个定子绕组以实现能量转换。本文针对无刷双馈感应电机(BDFIM)进行研究。

电机动态数学模型是研究其控制策略的基础。BDFIM 多回路数学模型^[4]将定子的各相绕组和转子的各个短路线圈均作为一个回路,按照回路的连接情况建立关于磁链、电压、电流的微分方程组,具有高阶、强耦合、非线性等特点,十分复杂,不利于电机控制策略的研究,因此很多学者致力于将其简化。2003 年,西班牙学者 Poza^[5]首次将空间矢量的概念引入 BDFM,得到了多回路空间矢量数学模型,并在此基础上提出统一坐标系数学模型,将转子绕组以及 PW 和 CW 的磁链方程、电压方程、电流方程均折算到以任意速度旋转的 PW 或 CW 坐标系上,使各绕组具有相同的频率。文献[6]对统一坐标系数学模型的推导过程进行了简化。在统一坐标系数学模型的基础上,令任意速旋转的 PW 或 CW 坐标系转速为零,得到 PW 静止坐标系和 CW 静止坐标系的数学模型^[7]。上述数学模型的建立,给理论分析和实际应用带来了便利,推动了 BDFM 不同控制策略的发展^[8-12]。但是, PW 静止坐标系和 CW 静止坐标系数学模型的推导过程繁琐,需要通过 $d-q$ 旋转变换才能实现,不利于应用。此外,文献[7]两个静止坐标系之间的坐标变换关系未计及有关坐标系之间的夹角,将导致较大的计算误差。

本文从 BDFIM 多回路空间矢量数学模型出发,直接推导了 PW 静止坐标系和 CW 静止坐标系的数学模型以及 BDFIM 的任意变量在两个静止坐标系之间的坐标变换关系。推导结果使 BDFIM 静止坐标系的使用更简便。最后,在 MATLAB/Simulink 中进行仿真,仿真结果验证了所推导模型的正确性。

1 BDFIM 转子结构及基本工作原理

BDFIM 的 PW 和 CW 均为普通的对称三相绕组。笼型转子的结构与普通笼型感应电机转子相似,目前有 3 种型式,无论哪种均不会对转子绕组产生的磁势有任何影响。图 1 所示为笼型转子结构,由 N_r 个嵌套单元构成,每个嵌套单元都有 M 个短路线圈,从外到内数为 $1, 2, \dots, M$ 。

BDFIM 一般运行在双馈模式下,其结构如图 2 所示。

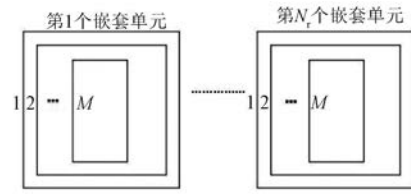


图 1 笼型转子结构

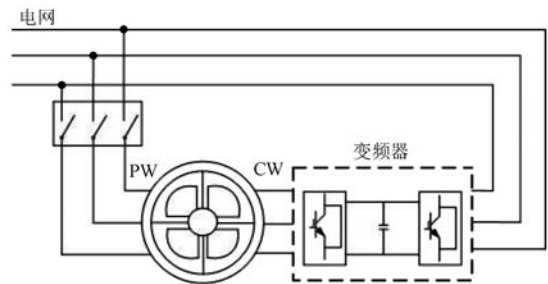


图 2 BDFIM 的结构

该模式下 BDFIM 的 PW 直接接电网,而 CW 经过换流器接电网。转速和两套定子绕组的频率之间的关系:

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

式中: n ——转速;

下标 r, p, c ——转子、PW 和 CW;

f ——频率;

p ——极对数。

式(1)中取“+”号时为超同步运行,控制绕组电压相序和功率绕组相同;取“-”号时为亚同步运行,控制绕组电压相序和功率绕组相反。控制绕组频率为零时表示同步运行,同步转速 n_n 可以表示为

$$n_n = \frac{60f_p}{p_p + p_c} \quad (2)$$

2 多回路空间矢量数学模型

多回路数学模型是 BDFIM 最基本的数学模型。为了将多回路模型写成空间矢量形式,定义 4 个初始坐标系^[6],如图 3 所示。

(1) 功率绕组静止 $\alpha_1\beta_1$ 坐标系,对应的极对数为 p_p , $\alpha_1\beta_1$ 作为主参考坐标系;

(2) 控制绕组静止 $\alpha_2\beta_2$ 坐标系,对应的极对数为 p_c , α_2 轴与 α_1 轴之间的机械夹角为 γ ;

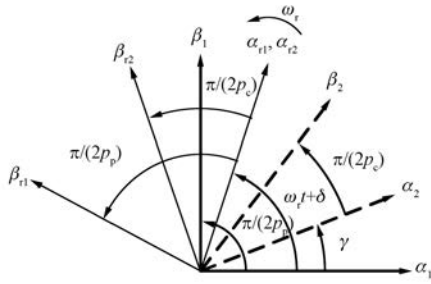


图3 初始坐标系

(3) 两个转子坐标系 $\alpha_{r1}\beta_{r1}$ 和 $\alpha_{r2}\beta_{r2}$ 对应的极对数分别为 p_p 和 p_c , 逆时针旋转为正方向, 速度为 ω_r , 与 $\alpha_1\beta_1$ 坐标系之间的机械夹角为 $\omega_r t + \delta$ 。其中, δ 为转子坐标系的初始位置。

定子各量空间矢量的定义与交流电机一样, 转子各量空间矢量的定义如下。

如图 1, 转子同一个嵌套单元中, 每一个短路回路感应电流相位相同, 幅值不同。多回路空间矢量数学模型在推导过程中, 将转子每个嵌套单元简化为一个短路回路, 设 i_{rl} 为第任意个嵌套单元多层回路电流的平均值, 则转子电流矢量在 $\alpha\beta_{r1}$ 坐标系的表达式为

$$i_r^{\alpha_1\beta_{r1}} = \frac{1}{k} \frac{2}{N_r} (i_{r1} + \dots + b^{p_p(l-1)} i_{rl} \dots + b^{p_p(N_r-1)} i_{rN_r}) \quad (3)$$

转子电流矢量在 $\alpha\beta_{r2}$ 坐标系的表达式为

$$i_r^{\alpha_2\beta_{r2}} = \frac{1}{k} \frac{2}{N_r} (i_{r1} + \dots + b^{p_c(l-1)} i_{rl} \dots + b^{p_c(N_r-1)} i_{rN_r}) \quad (4)$$

其中: N_r 相电流空间对称, 即 $b = e^{j\frac{2\pi}{N_r}}$; k 为坐标变换系数, 且 $k = \sqrt{\frac{3}{N_r}}$ 。

由式(3)和式(4)可得:

$$i_r^{\alpha_2\beta_{r2}} = i_r^{*\alpha_1\beta_{r1}} \quad (5)$$

推广到一般形式, 即转子的电流、电压和磁链矢量均满足:

$$x_r^{\alpha_2\beta_{r2}} = x_r^{*\alpha_1\beta_{r1}} \quad (6)$$

综上所述, 可得 BDFIM 多回路空间矢量数学模型如下:

电压方程为

$$v_p^{\alpha_1\beta_1} = R_p i_p^{\alpha_1\beta_1} + \frac{d\psi_p^{\alpha_1\beta_1}}{dt} \quad (7)$$

$$v_c^{\alpha_2\beta_2} = R_c i_c^{\alpha_2\beta_2} + \frac{d\psi_c^{\alpha_2\beta_2}}{dt} \quad (8)$$

$$v_r^{\alpha_1\beta_{r1}} = R_r i_r^{\alpha_1\beta_{r1}} + \frac{d\psi_r^{\alpha_1\beta_{r1}}}{dt} \quad (9)$$

磁链方程为

$$\psi_p^{\alpha_1\beta_1} = L_p i_p^{\alpha_1\beta_1} + L_{hp} e^{jp_p(\omega_r t + \delta)} i_r^{\alpha_1\beta_{r1}} \quad (10)$$

$$\psi_c^{\alpha_2\beta_2} = L_c i_c^{\alpha_2\beta_2} + L_{hc} e^{jp_c(\omega_r t + \delta - \gamma)} i_r^{\alpha_2\beta_{r2}} \quad (11)$$

$$\psi_r^{\alpha_1\beta_{r1}} = L_r i_r^{\alpha_1\beta_{r1}} + L_{hp} e^{-jp_p(\omega_r t + \delta)} i_p^{\alpha_1\beta_1} + L_{hc} e^{jp_c(\omega_r t + \delta - \gamma)} i_c^{\alpha_2\beta_2} \quad (12)$$

转矩方程为

$$T_e = T_{ep}^{\alpha_1\beta_1} + T_{ec}^{\alpha_2\beta_2} = \frac{3}{2} p_p \text{Im}(\psi_p^{*\alpha_1\beta_1} i_p^{\alpha_1\beta_1}) + \frac{3}{2} p_c \text{Im}(\psi_c^{*\alpha_2\beta_2} i_c^{\alpha_2\beta_2}) \quad (13)$$

式中: v, i, ψ —— 电压矢量、电流矢量和磁链矢量;

L, R, T_e —— 电感、电阻、电磁转矩;

上标 $\alpha_1\beta_1, \alpha_2\beta_2, \alpha_{r1}\beta_{r1}, \alpha_{r2}\beta_{r2}$ —— 变量所在的坐标系;

下标 hp, hc —— 功率绕组与转子的互感和控制绕组与转子的互感;

符号 * —— 矢量的共轭。

式(7)~式(13)中定子绕组及其对应的转子绕组的各量均在其各自的坐标系中, 频率各不相同, 因此难以将其运用于控制策略的研究。

3 静止坐标系数学模型

3.1 不同坐标系间的变换关系

根据图 1, 可得 $\alpha_1\beta_1$ 坐标系的变量与 $\alpha_{r1}\beta_{r1}$ 坐标系的变量之间的关系为

$$x^{\alpha_1\beta_1} = e^{jp_p(\omega_r t + \delta)} x^{\alpha_{r1}\beta_{r1}} \quad (14)$$

同理可得 $\alpha_2\beta_2$ 坐标系下的量与 $\alpha_{r2}\beta_{r2}$ 坐标系下的量关系为

$$x^{\alpha_2\beta_2} = e^{jp_c(\omega_r t + \delta - \gamma)} x^{\alpha_{r2}\beta_{r2}} \quad (15)$$

根据式(6)、式(13)和式(14)可以推出 $\alpha_1\beta_1$ 坐标系与 $\alpha_2\beta_2$ 坐标系的变换关系如下:

$$x^{\alpha_1\beta_1} = e^{j[(p_p + p_c)(\omega_r t + \delta) - p_c \gamma]} x^{*\alpha_2\beta_2} \quad (16)$$

由式(14)、式(15)和式(16)可知, PW 静止坐标系和 CW 静止坐标系下的变量可以实现任意转换。

3.2 PW 静止坐标系数学模型

为了得到 PW 静止坐标系的数学模型, 需要将式(7)~式(13)中的变量全部变换到 PW 静止

坐标系。以式(10)为例,需要变换转子电流 $i_r^{\alpha_1\beta_1}$ 。由式(13)可得:

$$i_r^{\alpha_1\beta_1} = e^{-j p_p(\omega t + \delta)} i_r^{\alpha\beta} \quad (17)$$

将式(16)代入式(10),得:

$$\psi_p^{\alpha_1\beta_1} = L_p i_p^{\alpha_1\beta_1} + L_{hp} i_r^{\alpha_1\beta_1} \quad (18)$$

同理,可将其余公式变换到 PW 静止坐标系, PW 静止坐标系数学模型如下:

$$v_p^{\alpha_1\beta_1} = R_p i_p^{\alpha_1\beta_1} + \frac{d\psi_p^{\alpha_1\beta_1}}{dt} \quad (19)$$

$$v_c^{\alpha_1\beta_1} = R_c i_c^{\alpha_1\beta_1} + \frac{d\psi_c^{\alpha_1\beta_1}}{dt} - j(p_p + p_c)\omega_r \psi_c^{\alpha_1\beta_1} \quad (20)$$

$$v_r^{\alpha_1\beta_1} = R_r i_r^{\alpha_1\beta_1} + \frac{d\psi_r^{\alpha_1\beta_1}}{dt} - j p_p \omega_r \psi_r^{\alpha_1\beta_1} \quad (21)$$

$$\psi_p^{\alpha_1\beta_1} = L_p i_p^{\alpha_1\beta_1} + L_{hp} i_r^{\alpha_1\beta_1} \quad (22)$$

$$\psi_c^{\alpha_1\beta_1} = L_c i_c^{\alpha_1\beta_1} + L_{hc} i_r^{\alpha_1\beta_1} \quad (23)$$

$$\psi_r^{\alpha_1\beta_1} = L_r i_r^{\alpha_1\beta_1} + L_{hp} i_p^{\alpha_1\beta_1} + L_{hc} i_c^{\alpha_1\beta_1} \quad (24)$$

$$T_e = T_{ep}^{\alpha_1\beta_1} + T_{ec}^{\alpha_1\beta_1} = \frac{3}{2} p_p \text{Im}(\psi_p^{*\alpha_1\beta_1} i_p^{\alpha_1\beta_1}) + \frac{3}{2} p_c \text{Im}(\psi_c^{*\alpha_1\beta_1} i_c^{\alpha_1\beta_1}) \quad (25)$$

其中: v 、 i 、 ψ 等变量的频率均为功率绕组的频率 f_p 。

3.3 CW 静止坐标系数学模型

根据式(15),可以将 PW 静止坐标系数学模型变换为 CW 静止坐标系数学模型,如式(18)中,需要变换 $v_p^{\alpha_1\beta_1}$ 、 $i_p^{\alpha_1\beta_1}$ 、 $\psi_p^{\alpha_1\beta_1}$ 。根据式(15)可得:

$$v_p^{\alpha_2\beta_2} = R_p i_p^{\alpha_2\beta_2} + \frac{d\psi_p^{\alpha_2\beta_2}}{dt} - j(p_p + p_c)\omega_r \psi_p^{\alpha_2\beta_2} \quad (26)$$

同理可得:

$$v_c^{\alpha_2\beta_2} = R_c i_c^{\alpha_2\beta_2} + \frac{d\psi_c^{\alpha_2\beta_2}}{dt} \quad (27)$$

$$v_r^{\alpha_2\beta_2} = R_r i_r^{\alpha_2\beta_2} + \frac{d\psi_r^{\alpha_2\beta_2}}{dt} - j p_c \omega_r \psi_r^{\alpha_2\beta_2} \quad (28)$$

$$\psi_p^{\alpha_2\beta_2} = L_p i_p^{\alpha_2\beta_2} + L_{hp} i_r^{\alpha_2\beta_2} \quad (29)$$

$$\psi_c^{\alpha_2\beta_2} = L_c i_c^{\alpha_2\beta_2} + L_{hc} i_r^{\alpha_2\beta_2} \quad (30)$$

$$\psi_r^{\alpha_2\beta_2} = L_r i_r^{\alpha_2\beta_2} + L_{hp} i_p^{\alpha_2\beta_2} + L_{hc} i_c^{\alpha_2\beta_2} \quad (31)$$

$$T_e = T_{ep}^{\alpha_2\beta_2} + T_{ec}^{\alpha_2\beta_2} = \frac{3}{2} p_p \text{Im}(\psi_p^{*\alpha_2\beta_2} i_p^{\alpha_2\beta_2}) + \frac{3}{2} p_c \text{Im}(\psi_c^{*\alpha_2\beta_2} i_c^{\alpha_2\beta_2}) \quad (32)$$

从式(19)~式(32)可以看出,PW 静止坐标系和 CW 静止坐标系的数学模型和熟知的感应电机静止坐标系的数学模型十分相似。在 PW 静止坐标系和 CW 坐标系数学模型中,电流、电压和磁链矢量等变量的频率均一致,且对应的极对数相同。这为 BDFIM 中频率不同的物理量进行数学运算提供了可能,为 BDFIM 不同控制策略的深入研究提供了理论基础。

4 仿真结果

为了验证 PW 静止坐标系和 CW 静止坐标系数学模型及坐标变换的正确性,在 MATLAB/Simulink 中搭建仿真模型。电机参数如表 1 所示。

表 1 电机参数

参数名称	数值	参数名称	数值
样机尺寸	D180	$J/(kg \cdot m^2)$	0.53
p_p	4	L_p/H	0.349 8
p_c	2	L_c/H	0.363 7
$n_N/(r \cdot \text{min}^{-1})$	500	L_{hp}/H	0.003 1
u_{pN}/V	240(50 Hz)	L_{hc}/H	0.002 2
u_{cN}/V	350(50 Hz)	L_r/H	$4.452 1 \times 10^{-5}$
I_{cN}/A	7	R_p/Ω	2.3
I_{pN}/A	7	R_c/Ω	4
$T_e/(N \cdot m)$	100	R_r/Ω	$1.296 7 \times 10^{-4}$

表 1 中,下标 N 表示变量的额定值;下标 pN、cN 分别代表功率绕组、控制绕组相关变量的额定值,如 u_{pN} 表示功率绕组的额定电压。PW 静止坐标系数学模型的仿真模型如图 4 所示。

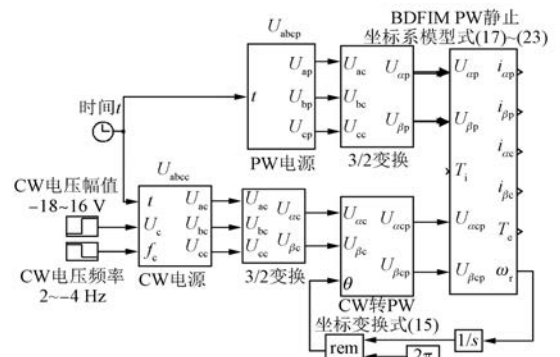


图 4 PW 静止坐标系数学模型仿真模型

图 4 中,3/2 变换模块将 abc 三相电压变换到 $\alpha\beta$ 静止坐标系,对于 CW 电压,还需将其通过式

(15) 变换到 PW 静止坐标系。CW 静止坐标系数学模型的仿真模型与图 4 类似。

图 5 和图 6 所示分别为 PW 静止坐标系数学模型和 CW 绕组静止坐标系数学模型的仿真结果。图 5、图 6 的仿真条件相同。abc 坐标系下给定 PW、CW 电压波形如图 7 所示, BDFIM 运行在

电动机状态, 且空载运行。PW 给定电压有效值 240 V, 频率 50 Hz, CW 采用 V/f 控制方式。t < 2 s 时, 其给定频率 2 Hz, 电压幅值 18 V, 且相序与 PW 相同, 电机超同步运行。t = 2 s 时, CW 频率突变至 4 Hz, 电压幅值变为 36 V, 且相序与 PW 相反, 电机亚同步运行。

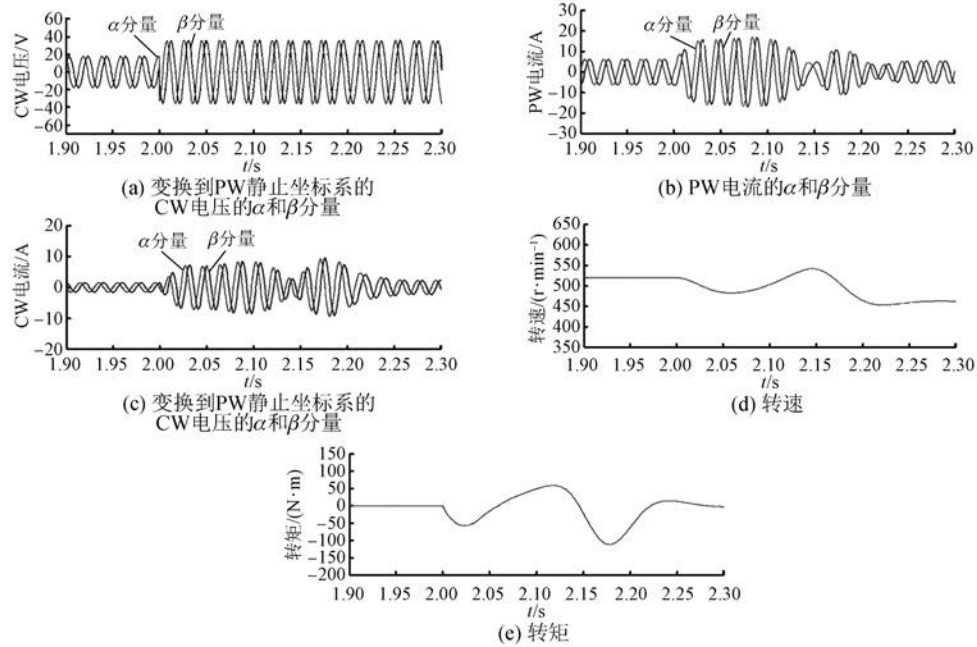


图 5 PW 静止坐标系模型仿真结果

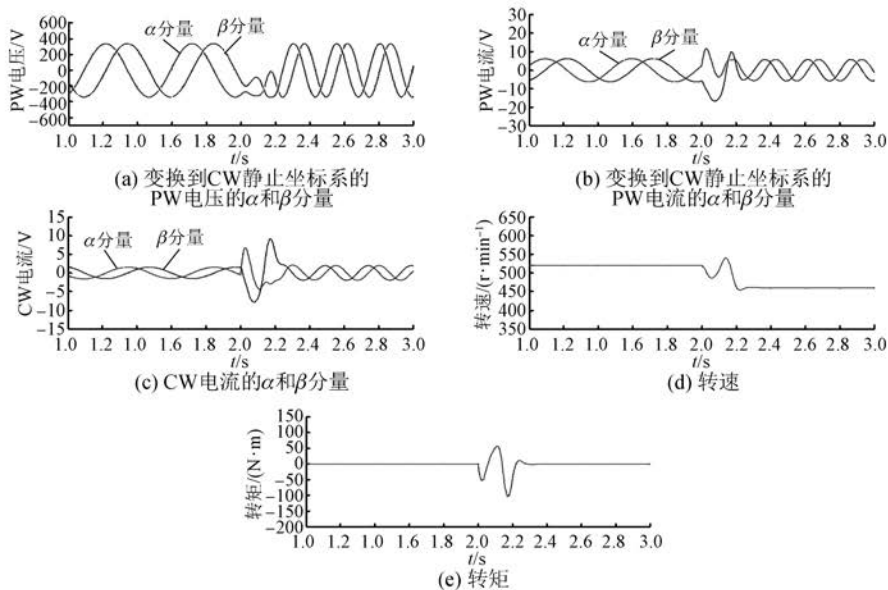


图 6 CW 静止坐标系模型仿真结果

图 5(a) 为变换到 PW 静止坐标系的 CW 电压。对比图 7(b), t = 2 s 前后, CW 电压相序相

反, 但由图 5(a) 可见, 变换到 PW 静止坐标系的 CW 电压的相序始终与 PW 电压相序相同, 说明

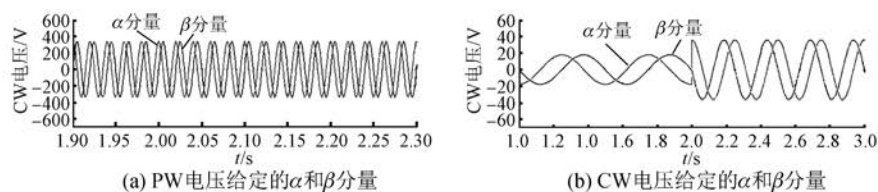


图7 abc坐标系下给定PW、CW电压波形

在PW静止坐标系中,CW电压的频率和相序始终与PW电压的频率和相序一致,与CW给定频率和相序无关。由图5(d)可见,电机转速随着CW给定频率及相序的变化而变化,从超同步520 r/min变化到亚同步460 r/min。由于CW变频的瞬间转矩会在零附近振荡,从图5(b)、图5(c)、图5(d)可以看出电流和转速均会随之振荡。

由图7(a)、图7(b)和图6(a)可见,变换到CW静止坐标系的PW电压的频率和相序随CW电压的频率和相序而变。

图5和图6的仿真结果证明了PW静止坐标系数学模型和CW静止坐标系数学模型以及坐标变换关系的正确性。

5 结 语

本文从BDFM的多回路空间矢量数学模型出发,推导了BDFIM静止坐标系的数学模型,并给出了两个静止坐标系之间的坐标变换关系。在MATLAB环境下进行仿真试验,仿真结果证明了所推导数学模型及坐标变换关系的正确性。所得结果极大地方便了BDFM数学模型的应用。

【参 考 文 献】

[1] 陈正方,王淑红,高若中,等.一种笼型转子无刷双馈电机的磁链观测方法[J].电工技术学报,2018,33(23): 5402.

[2] CHENG M, HAN P, BUJA G, et al. Emerging multiport electrical machines and systems: past developments, current challenges, and future prospects [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(7): 5422.

[3] 阚超豪,鲍习昌,王雪帆,等.无刷双馈电机的研究现状与最新进展[J].中国电机工程学报,2018,38(13): 3939.

[4] WALLACE A K, SPEE R, LAUW H K. Dynamic

modeling of brushless doubly-fed machines [C] // Conference Record of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 1989.

[5] POZA J. Modélisation, conception et commande d' une machine asynchrone sans balais doublement alimentée pour la génération à vitesse variable [D]. Grenoble: Institut National Polytechnique de Grenoble & Mondragon Unibersitatea, 2003.

[6] POZA J, OYARBIDE E, ROYE D, et al. Unified reference frame *dq* model of the brushless doubly fed machine [J]. IEE Proceedings-Electric Power Applications, 2006, 153(5): 726.

[7] ZHANG A, WANG X. A static two-axis model and its application in direct torque control system for brushless doubly fed induction machine [C] // 2011 IEEE Ninth International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 2011: 968.

[8] SHAO S, ABDI E, BARATI F, et al. Stator-flux-oriented vector control for brushless doubly fed induction generator [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(10): 4220.

[9] TOHIDI S, ORAEE H, ZOLGHADRI M R, et al. Analysis and enhancement of low-voltage ride-through capability of brushless doubly fed induction generator [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(3): 1146.

[10] ZHANG A, WANG X, JIA W, et al. Indirect stator-quantities control for the brushless doubly fed induction machine [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(3): 1392.

[11] 陈集思,杨俊华,黄健健,等.同步坐标下无刷双馈电机无源性控制[J].电机与控制应用,2015,42(8): 28.

[12] 夏超英,霍克强,侯晓鑫.无刷双馈电机直接转矩控制失控分析[J].太阳能学报,2017,38(7): 1838.

收稿日期: 2019-02-26