

无刷双馈电机统一坐标系模型的仿真研究

赵荣理, 田慕琴, 李双双

(太原理工大学电气与动力工程学院, 太原 030024)

摘要: 无刷双馈发电机转子没有电刷和滑环, 可靠性高, 维护工作量小, 特别适合在变速恒频风力发电系统使用。无刷双馈电机由于其复杂的电磁结构, 数学模型表现为多样化和复杂化等特征, 本文对无刷双馈电机统一坐标系模型进行了研究, 分别推导了统一坐标系数学模型中的功率绕组和控制绕组模型通式相对应的等效电路, 并对统一坐标系数学模型进行了仿真研究, 仿真结果与理论分析一致, 证明了此数学模型的正确性。

关键词: 电机学; 无刷双馈电机; 数学模型; 统一坐标系模型; 仿真

中图分类号: TM 301.2

Simulation Study of Unified Reference Frame Model for Brushless Doubly-Fed Machine

Zhao Rongli, Tian Muqin, Li Shuangshuang

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

Abstract: Brushless doubly-fed machine has high reliability, small maintenance workload, which is especially used as a generator for the variable speed constant frequency wind power generation system by virtue of the absence of a brush gear. Due to brushless doubly-fed machine's complex electromagnetic structures, its mathematical model characterized by diversified and complicated characteristics. The unified reference frame model are studied in this paper, two general equivalent circuits corresponding to power winding and control windings general formula of unified reference frame model are derived, respectively, unified reference frame model is simulation studied, and the simulation results are consistent with theoretical analysis, which validate the correctness of the mathematical model.

Key words: Electrical and power engineering; Brushless doubly-fed machine; mathematics model; the unified reference frame model; simulation

0 引言

无刷双馈电机是一种结构特殊的新型电机, 定子有两套绕组, 分别为功率绕组和控制绕组, 转子没有电刷和滑环, 有笼型和磁阻型两种结构, 可以同时耦合两个定子绕组。通过改变定子控制绕组的接线方式、电压与频率, 可以实现无刷双馈电机的异步、同步和双馈等多种运行方式。它具有变频器容量小, 能独立调节有功功率和无功功率, 可以实现四象限无级调速, 无刷化运行等优点^[1], 这些优点使得其在高压大容量的变频调速系统与变速恒频的风力发电系统中应用前景广阔。近年来, 无刷双馈电机越来越引起人们的关注, 研究的热点主要集中在优化设计、数学模型和控制策略上, 在数学模型研究方面, 这几年来, 多回路模型^[2]、转子速模型^{[3][4]}、统一坐标系模型^[5]等相继建立起来, 为无刷双馈电机稳态、动态性能和控制策略的研究提供了基础。其中统一坐标系模型应用空间矢量的概

基金项目: 高等学校博士学科点博导类专项科研基金(20111402110010)

作者简介: 赵荣理 (1973-), 女, 博士研究生, 主要研究方向: 电力工业; 计算机软件及计算机应用

通信联系人: 田慕琴 (1962-), 女, 教授, 主要研究方向: 大型机电设备的实时监测、在线故障诊断和智能控制. E-mail: tianmuqin@163.com

念, 将无刷双馈电机三个绕组上的电压方程、磁链方程、转矩方程统一折算到功率绕组或者控制绕组侧, 这样就使得所有绕组的变量都以同一角速度和方向在空间旋转, 并且模型是以矢量的形式表示, 和异步电机矢量模型相比很相似。

本文推导了无刷双馈电机的统一坐标系模型中的功率绕组和控制绕组模型通式对应的等效电路, 对统一坐标系数学模型进行了仿真研究, 仿真结果与理论分析一致, 从而验证了此数学模型的正确性。

1 统一坐标系模型

1.1 统一坐标系功率绕组模型

统一坐标系模型的功率绕组模型通式:

$$\vec{u}_p^{d_1q_1} = R_p \vec{i}_p^{d_1q_1} + \frac{d}{dt} \vec{\psi}_p^{d_1q_1} + j\omega_{a1} \vec{\psi}_p^{d_1q_1} \quad (1)$$

$$\vec{\psi}_p^{d_1q_1} = L_p \vec{i}_p^{d_1q_1} + L_{hp} \vec{i}_r^{d_1q_1} \quad (2)$$

$$\vec{u}_c^{d_1q_1} = R_c \vec{i}_c^{d_1q_1} + \frac{d}{dt} \vec{\psi}_c^{d_1q_1} + j[\omega_{a1} - (p_p + p_c)\omega_r] \vec{\psi}_c^{d_1q_1} \quad (3)$$

$$\vec{\psi}_c^{d_1q_1} = L_c \vec{i}_c^{d_1q_1} + L_{hc} \vec{i}_r^{d_1q_1} \quad (4)$$

$$\vec{u}_r^{d_1q_1} = R_r \vec{i}_r^{d_1q_1} + \frac{d}{dt} \vec{\psi}_r^{d_1q_1} + j(\omega_{a1} - p_p \omega_r) \vec{\psi}_r^{d_1q_1} \quad (5)$$

$$\vec{\psi}_r^{d_1q_1} = L_{hp} \vec{i}_p^{d_1q_1} + L_{hc} \vec{i}_c^{d_1q_1} + L_r \vec{i}_r^{d_1q_1} \quad (6)$$

$$T_{ep} = \frac{3}{2} p_p \operatorname{Im}(\vec{\psi}_p^{*d_1q_1} \vec{i}_p^{d_1q_1}) \quad (7)$$

$$T_{ec} = \frac{3}{2} p_c \operatorname{Im}(\vec{\psi}_c^{d_1q_1} \vec{i}_c^{*d_1q_1}) \quad (8)$$

式中, 上标 d_1q_1 表示功率绕组坐标系; 上标*表示共轭; Im 表示虚部; 下标 p , c 和 r 分别表示功率绕组、控制绕组和转子绕组变量; \vec{i} , \vec{u} 和 $\vec{\psi}$ 为电流, 电压和磁链矢量; T_e 为电磁转矩; p 为极对数; R 为电阻; L_{hp} , L_{hc} 分别为功率绕组、控制绕组和转子之间的耦合电感; L_p , L_c 和 L_r 为自感; ω_{a1} , ω_r 分别为 d_1q_1 轴旋转的角速度和转子机械角速度。

由此模型, 本文推导出了对应的等效电路, 如图 1 所示.

在功率绕组模型通式中, 功率绕组电压、电流、磁链和控制绕组电压、电流、磁链的频率均为 $\omega_p - \omega_{a1}$, 其中 ω_p 为功率绕组变量旋转的角速度。

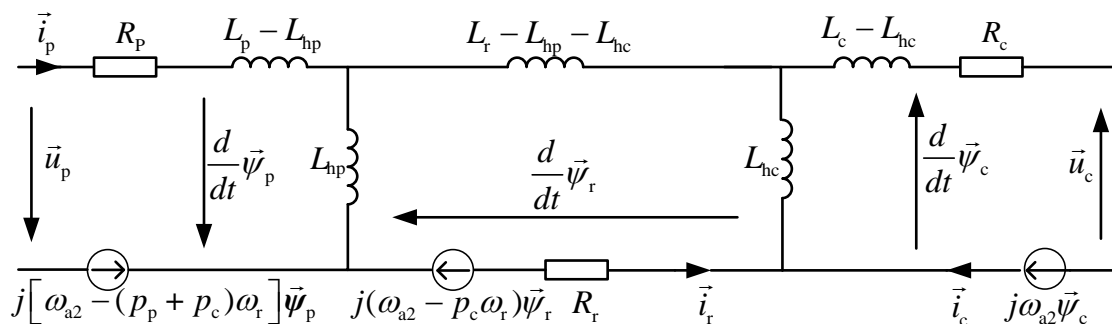


图 2 控制绕组坐标系数学模型对应的等效电路

Fig.2 Equivalent circuit corresponding to CW frame model

在控制绕组模型通式中，控制绕组电压、电流、磁链和功率绕组电压、电流、磁链的频率均为 $\omega_c - \omega_{a2}$ ，其中 ω_c 为控制绕组变量旋转的角速度。

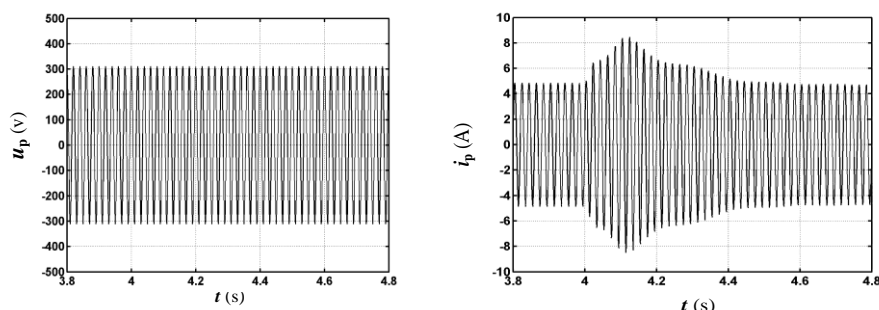
令 $\omega_{a2}=0$ ，得到控制绕组静止坐标系模型，在控制绕组静止坐标系模型中，功率绕组电压、电流、磁链和控制绕组电压、电流、磁链的频率均为 ω_c 。令 $\omega_{a2} = \omega_c$ ，可得到控制绕组同步速模型，在控制绕组同步速模型中，功率绕组电压、电流、磁链和控制绕组电压、电流、磁链均为直流量。

2 统一坐标系数学模型的仿真

为了验证统一坐标系数学模型的正确性，对功率绕组静止坐标系数学模型和控制绕组静止坐标系模型进行仿真，电机参数为：功率绕组极对数 $p_p=3$ ，控制绕组极对数 $p_c=1$ ，功率绕组额定功率 $P_{pN}=3\text{kW}$ ，控制绕组额定功率 $P_{cN}=1.5\text{kW}$ ， $R_p=3.2\ \Omega$ ， $R_c=5.32\ \Omega$ ， $R_r=0.173\ \text{m}\Omega$ ， $L_p=292\ \text{mH}$ ， $L_c=642\ \text{mH}$ ， $L_r=0.048\text{mH}$ ， $L_{hp}=2.16\ \text{mH}$ ， $L_{hc}=4\ \text{mH}$ ，转动惯量为 $J=0.064\text{Kg m}^2$ 。

2.1 功率绕组静止坐标系数学模型仿真

功率绕组静止坐标系仿真模型中，功率绕组接 50Hz，380V 的工频电，控制绕组采用开环恒压频比控制方式，电机空载，在 $t=4\text{s}$ 时将控制绕组频率从亚同步 6Hz 变为超同步 2Hz，仿真结果如图 3 所示。

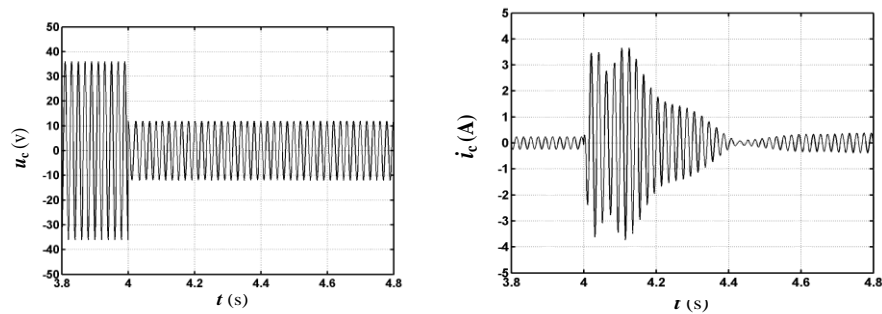


(a) 功率绕组电压

(a) Voltage of power winding

(b) 功率绕组电流

(b) Current of power winding

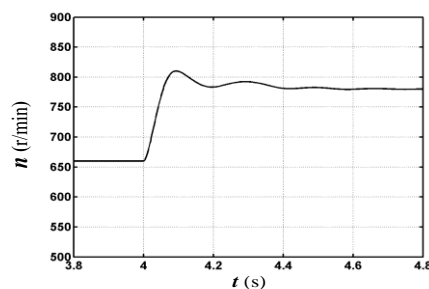


(c) 控制绕组电压

(c) Voltage of control winding

(d) 控制绕组电流

(d) Current of control winding



(e) 转速

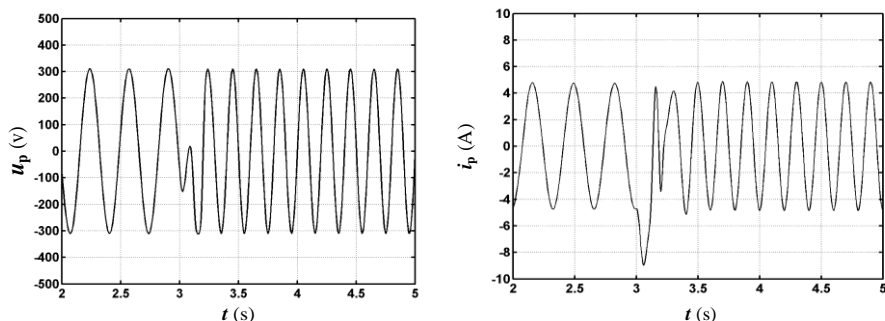
(e) speed

图3 功率绕组静止坐标系数学模型仿真波形
Fig.3 PW static frame model simulation results

从图 3 中可看出，功率绕组电压和电流频率为 50Hz。控制绕组电压和电流频率与功率绕组电压和电流的频率相同。电机转速在 4s 时从 660r/min（亚同步 6Hz）变化到 780r/min（亚同步 2Hz）。

2.2 控制绕组静止坐标系数学模型仿真

控制绕组静止坐标系数学模型中，功率绕组接 50Hz，380V 的工频电，控制绕组采用开环恒压频比控制方式，电机空载，在 $t=3s$ 时将控制绕组频率从超同步 3Hz 变为亚同步 5Hz，仿真结果如图 4 所示。



(a) 功率绕组电压

(a) Voltage of power winding

(b) 功率绕组电流

(b) Current of power winding

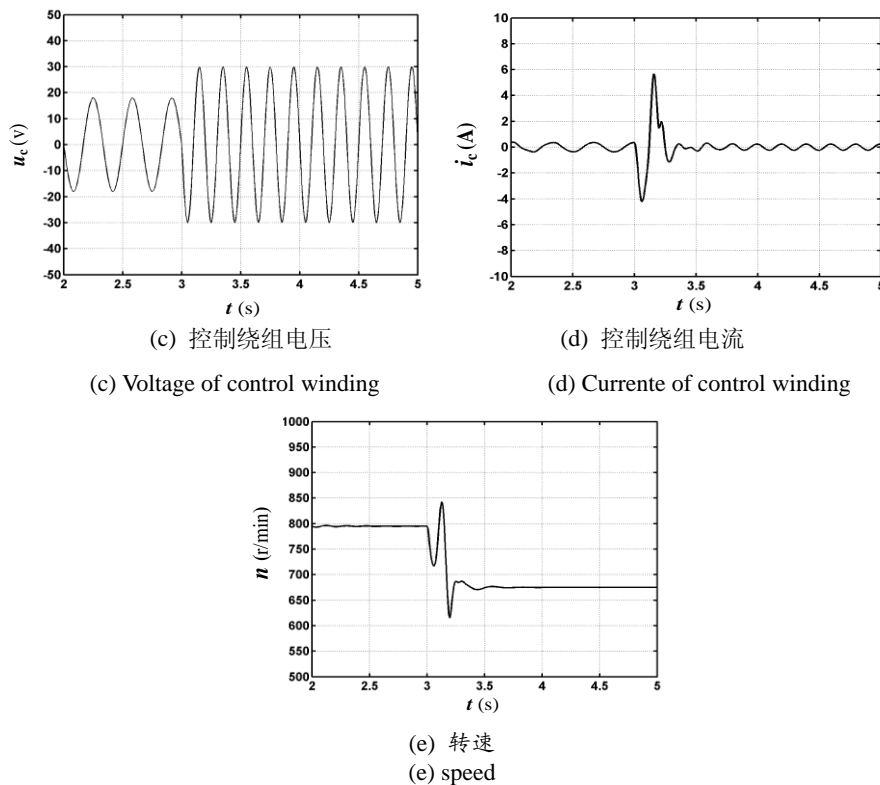


图4 控制绕组静止坐标数学模型仿真波形
Fig.4 PW static frame model simulation results

从图4中可看出,控制绕组电压频率在 $t=3s$ 时从超同步3Hz变为亚同步5Hz,控制绕组电流频率的变化同电压频率的变化一样。功率绕组电压和电流频率在3s时也从超同步3Hz变为亚同步5Hz,与控制绕组始终保持同一频率。电机转速在3s时从795r/min(超同步3Hz)变化到675r/min(亚同步5Hz)。

由以上仿真结果可知,统一坐标系模型各物理量频率和旋转方向的统一给理论分析带来极大的方便,尤其适合用其进行无刷双馈电机控制方法的研究。

3 总结

统一坐标数学模型中,分为功率绕组数学模型和控制绕组数学模型。控制绕组模型中功率绕组、控制绕组和转子的电流、磁链、电压的频率和旋转方向均为控制绕组电流、磁链、电压的频率和旋转方向。而功率绕组模型中功率绕组、控制绕组和转子的电流、磁链、电压的频率和旋转方向均为功率绕组电流、磁链、电压的频率和旋转方向。这个数学模型虽然在推导的过程中需要进行多次旋转变换,但是在理论分析中,各物理量频率和旋转方向的统一却带来很多优势。另外,还可以根据不同的需要将功率(控制)绕组数学模型写成静止坐标系、同步旋转坐标系的形式。

统一坐标数学模型的表现形式比转子速模型更为简单。近年来,使用这种数学模型进行控制方法研究的文献很多,如文献^{[6][7]}在功率绕组同步坐标系模型中实现了功率绕组磁链定向的无刷双馈感应电机的矢量控制,实现了有功功率和

无功功率的解耦控制，获得了良好的稳态和动态性能。文献^[8]利用统一坐标系模型中控制绕组静止坐标系模型对直接转矩控制方法进行研究，推导出了转矩和磁链的微分表达式，利用仿真和实验证明了所提控制方法的有效性。文献^{[9][10]}利用统一坐标系模型中控制绕组静止坐标系模型对间接转矩控制方法进行研究，实验表明了转速和无功功率控制的有效性。

[参考文献] (References)

- 160 [1] Broadway A R W, Cook B J, Neal P W. Brushless cascade alternator[J]. Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, 1975, 121(12):1529-1535.
- [2] Wallace A K, Spee R. Dynamic modeling of brushless doubly-fed machine[C]. IEEE IAS Annual Meeting, San Diego, 1989: 329-334.
- 165 [3] Li R Q, Wallace A K, Spee R. Two-axes model development of cage-rotor brushless doubly-fed machines[J]. IEEE Trans Energy Conversion. 1991, 6(3): 444~452.
- [4] Boger M S, Wallace A K. General pole number model of the brushless doubly-fed machine[J]. IEEE Trans on Industry Application, 1995, 31(5):1022-1028.
- [5] Poza J, Roye D, Rodriguez M. Unified reference frame dq model of the brushless doubly fed machine[J]. IEE Proc-Electr Power Appl, 2006, 153(5): 726-734.
- 170 [6] Shao S Y, 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): 4220-4228.
- [7] Poza J, Oyarbide E, Sarasola I, et al. Vector control design and experimental evaluation for the brushless doubly fed machine[J]. IET Electric Power Applications, 2009, 3(4): 247-256.
- [8] Sarasola I, Poza J, Rodriguez M A, et al. Direct torque control design and experimental evaluation for the brushless doubly fed machine[J]. Energy Conversion and Management, 2011, 52(2): 1226-1234.
- 175 [9] Zhang A L, Wang X, Jia W X, et al. Indirect Stator-Quantities Control for the Brushless Doubly Fed Induction Machine[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(3): 1392-1401.
- [10] Zhao R L, Zhang A L, Ma Y, et al. The Dynamic Control of Reactive Power for the Brushless Doubly Fed Induction Machine with Indirect Stator-Quantities Control Scheme[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 180 2015, 9(30): 5046-5057.