

10 MW 海上风电双绕组永磁电机 建模与工况研究

周宏林

(东方电气股份有限公司中央研究院,四川 成都 611731)

摘要: 10 MW 海上直驱风电机组是目前国内最大的直驱机组,由于容量大、电流高,发电机采用双绕组三相永磁电机。对于大型机组,互漏感尤其是槽互漏感较为明显。考虑了互漏感的影响,详细推导出双绕组电机全阶模型,并研究了互漏感的影响。建立起考虑互漏感模型、不考虑互漏感模型和有限元模型间的参数等价关系。最后,通过有限元仿真验证了模型的准确性,并研究了 10 MW 永磁发电机与集成门集换流晶闸管(IGCT)三电平变流器系统联合运行的 2 种特殊工况。

关键词: 风力发电;海上风电;永磁同步电机;双绕组永磁电机;建模;IGCT 变流器

中图分类号: TM614; TM761 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqed20003

Modeling and Operation Research on the 10 MW Two-winding PMSG of Offshore Wind Turbines

ZHOU Honglin

(Central Research Academy of DEC, Chengdu 611731, Sichuan, China)

Abstract: 10 MW direct-drive offshore wind turbines are the largest wind power units in China at present. According to its large capacity and current rating, two-winding three-phase PMSGs (permanent magnetic synchronous generators) were designed for these turbine. Taking the slot leakage mutual inductance into account, the full-order model was derived and the influence of the slot leakage mutual inductance was investigated. And then the parameter relationship between the proposed model, conventional model and the FEM (finite element method) model was established. Finally, the accuracy of the proposed model was verified by FEM calculation, and two case research on the operation of PMSG-IGCT (integrated gate commutated thyristors) converter system were carried out.

Key words: wind power generation; offshore wind turbine; permanent magnetic synchronous generator (PMSG); two-winding permanent magnetic synchronous motor (PMSM); modeling; integrated gate commutated thyristors (IGCT) converter

目前,一些国家的陆上风电开发已趋于饱和,而海上的风能还尚未加以利用,具有巨大的开发潜力。海上风电相比陆上风电具有以下优势:海上具有更丰富的风能,因而风电机组发电量高;允许机组制造更为大型化,从而可以增加单位面积的总装机量;对环境的负面影响较少;风电机组距离海岸较远,视觉干扰和噪音问题较小^[1]等等。据报道,近年来欧洲海上风电装机量所占比重正在逐渐上升。

对我国来说,海上风电场多靠近东部发达地区,具有靠近负荷中心的特点。因此能够缩短输

电距离,有利于实现风电电能的就地消纳,同时解决风电上网困难,减轻西电东送的压力。

由于海上风资源丰富,同时单位面积建设成本较高,海上风电机组具有单机容量大的特点。目前我国海上风电机组中已出现 4~6 MW 等级的机型,正在设计中的也已有 7~10 MW 机型^[2]。随着容量的增加和电流的增加,其发电机较多采用双绕组三相永磁电机。2 套绕组完全相同,没有相移,但 2 套绕组间中性点无电气连接。虽然定子有 6 个出线端子,但仍然是三相电机,其典型应用拓扑如图 1 所示。

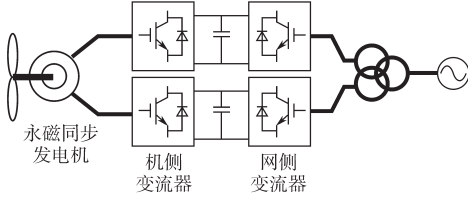


图1 双绕组三相永磁同步发电机的典型应用拓扑

Fig1. Typical application topology of three-phase two-winding PMSG

然而,应当认识到,由于绕组间互感的存在,双绕组三相永磁电机比传统的单绕组三相永磁同步电机的电磁关系更为复杂。虽然目前在船舶电驱领域已有一些文献针对六相电励磁电机进行研究^[3-5],但在风电领域针对双绕组三相永磁同步电机的研究还有待深入。任意2个绕组间总互感既包括通过气隙耦合的气隙互感,又包括通过定子槽耦合的槽互感,即互漏感。在中小容量直驱风电机组发电机建模中,往往只考虑绕组自漏感而忽略互漏感。在控制器设计时也常以此为基础来分析电机特性和整定控制参数^[6-8]。但对于8~10 MW级大型机组,互漏感较为明显而不可忽略。

本文考虑了互漏感的影响,从静止坐标系出发,详细推导出双绕组电机在转子 d - q 旋转坐标系下的电磁和机械方程,建立了其全阶模型。基于所得到的数学模型,对比了考虑互漏感和不考虑互漏感时的电机模型差异。之后提出一种参数等效法,能将考虑互漏感后的模型转化为未考虑互漏感的模型,从而便于使用传统模型进行仿真与控制。

1 静止坐标系下的磁链与电压方程

本文进行双绕组三相永磁同步电机建模时,基于以下假设和前提:1)气隙磁动势为正弦分布;2)忽略磁饱和与铁心损耗;3)两套绕组对应相同相位,且无中性点连接;4)建模时全面考虑单套绕组的漏感、绕组间的互感以及绕组间的互漏感;5)按电动机惯例选择各变量的参考正方向。图2为2套绕组 $A_1B_1C_1$ 和 $A_2B_2C_2$ 的空间位置关系。

图2中, θ_r 为转子位置角,为转子 q 轴与定子 A_1 轴的夹角。据此可以写出 ABC 静止坐标系下,定子绕组间的自、互感矩阵 L_{ABC} :

$$L_{ABC} = \begin{bmatrix} L_{A_1A_1} & L_{A_1B_1} & L_{A_1C_1} & L_{A_1A_2} & L_{A_1B_2} & L_{A_1C_2} \\ L_{B_1A_1} & L_{B_1B_1} & L_{B_1C_1} & L_{B_1A_2} & L_{B_1B_2} & L_{B_1C_2} \\ L_{C_1A_1} & L_{C_1B_1} & L_{C_1C_1} & L_{C_1A_2} & L_{C_1B_2} & L_{C_1C_2} \\ L_{A_2A_1} & L_{A_2B_1} & L_{A_2C_1} & L_{A_2A_2} & L_{A_2B_2} & L_{A_2C_2} \\ L_{B_2A_1} & L_{B_2B_1} & L_{B_2C_1} & L_{B_2A_2} & L_{B_2B_2} & L_{B_2C_2} \\ L_{C_2A_1} & L_{C_2B_1} & L_{C_2C_1} & L_{C_2A_2} & L_{C_2B_2} & L_{C_2C_2} \end{bmatrix} \quad (1)$$

其中

$$\begin{aligned} L_{A_1A_1} &= L_{A_2A_2} = L_{ls} + L_A + L_B \cos 2(\theta_r - 90^\circ) \\ L_{A_1A_2} &= L_{A_2A_1} = L_m + L_A + L_B \cos 2(\theta_r - 90^\circ) \\ L_{B_1B_1} &= L_{B_2B_2} = L_{ls} + L_A + L_B \cos 2(\theta_r - 90^\circ - 120^\circ) \\ L_{B_1B_2} &= L_{B_2B_1} = L_m + L_A + L_B \cos 2(\theta_r - 90^\circ - 120^\circ) \\ L_{C_1C_1} &= L_{C_2C_2} = L_{ls} + L_A + L_B \cos 2(\theta_r - 90^\circ + 120^\circ) \\ L_{C_1C_2} &= L_{C_2C_1} = L_m + L_A + L_B \cos 2(\theta_r - 90^\circ + 120^\circ) \\ L_{A_1B_1} &= L_{B_1A_1} = L_{A_1B_2} = L_{B_2A_1} \\ &= L_{A_2B_1} = L_{B_1A_2} = L_{A_2B_2} = L_{B_2A_2} \\ &= -\frac{1}{2}L_m - \frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2(\theta_r - 60^\circ) \\ L_{A_1C_1} &= L_{C_1A_1} = L_{A_1C_2} = L_{C_2A_1} \\ &= L_{A_2C_1} = L_{C_1A_2} = L_{A_2C_2} = L_{C_2A_2} \\ &= -\frac{1}{2}L_m - \frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2(\theta_r + 60^\circ) \\ L_{B_1C_1} &= L_{C_1B_1} = L_{B_1C_2} = L_{C_2B_1} \\ &= L_{B_2C_1} = L_{C_1B_2} = L_{B_2C_2} = L_{C_2B_2} \\ &= -\frac{1}{2}L_m - \frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2(\theta_r - 60^\circ - 120^\circ) \end{aligned}$$

式中: L_{x,y_i} ($x=A,B,C$; $y=A,B,C$; $i=1,2$)为各绕组自感及绕组间互感; L_{ls} 为单绕组自漏感,主要为槽自漏感; L_m 为绕组间的互漏感,主要为槽互漏感; L_A, L_B 分别为气隙互感中跟转子位置无关的部分和有关的部分。

对于大容量永磁同步发电机, L_{ls}, L_A 与 L_m 占比较大,均不可忽略。

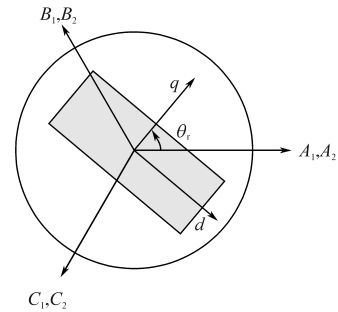


图2 定子绕组及转子永磁体在空间中的关系

Fig.2 The relation between stator winding and rotor permanent magnet in space

定子全磁链由定子电流励磁和转子磁链2部分贡献,即定子全磁链表达式为

$$\begin{aligned} \Psi_{sABC} &= L_{ABC} i_{ABC} + \Psi_{rABC} \quad (2) \\ \Psi_{sABC} &= [\Psi_{A_1} \quad \Psi_{B_1} \quad \Psi_{C_1} \quad \Psi_{A_2} \quad \Psi_{B_2} \quad \Psi_{C_2}]^T \\ i_{ABC} &= [i_{A_1} \quad i_{B_1} \quad i_{C_1} \quad i_{A_2} \quad i_{B_2} \quad i_{C_2}]^T \end{aligned}$$

式中: Ψ_{sABC} 为 ABC 静止坐标系下的定子绕组磁链向量; i_{ABC} 为定子绕组电流向量; Ψ_{rABC} 为定子绕组

耦合的转子磁链向量; $\Psi_{A_1}, \Psi_{B_1}, \Psi_{C_1}, \Psi_{A_2}, \Psi_{B_2}, \Psi_{C_2}$, 为定子各绕组的全磁链; $i_{A_1}, i_{B_1}, i_{C_1}, i_{A_2}, i_{B_2}, i_{C_2}$ 为定子各相绕组的电流。

由图2不难看出,定子绕组耦合的转子磁链向量的分量形式应为

$$\Psi_{rABC} = \Psi_r \begin{bmatrix} \sin\theta_r \\ \sin(\theta_r - 120^\circ) \\ \sin(\theta_r + 120^\circ) \\ \sin\theta_r \\ \sin(\theta_r - 120^\circ) \\ \sin(\theta_r + 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中: Ψ_r 为转子磁链。

综上,可以确定静止ABC坐标系下的双绕组三相永磁同步电机定子电压方程为

$$\begin{aligned} u_{ABC} &= Ri_{ABC} + \frac{d\Psi_{sABC}}{dt} \\ R &= R_s I \end{aligned} \quad (4)$$

其中 $u_{ABC} = [u_{A_1} \ u_{B_1} \ u_{C_1} \ u_{A_2} \ u_{B_2} \ u_{C_2}]^T$

式中: R 为定子电阻矩阵; u_{ABC} 为定子电压向量; $u_{A_1}, u_{B_1}, u_{C_1}, u_{A_2}, u_{B_2}, u_{C_2}$ 为各相绕组的相电压; R_s 为每相定子绕组的电阻; I 为6阶单位矩阵。

2 dq0旋转坐标系下的模型

选择ABC静止坐标系到按转子d轴定向的d-q旋转坐标系下的变换矩阵为

$$K_{ABC2dq0} = \begin{bmatrix} K_s(\theta_r) & 0 \\ 0 & K_s(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (5)$$

其中

$$K_s(\theta_r) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin\theta_r & \sin(\theta_r - 120^\circ) & \sin(\theta_r + 120^\circ) \\ \cos\theta_r & \cos(\theta_r - 120^\circ) & \cos(\theta_r + 120^\circ) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix}$$

定子电压、电流、磁链等向量左乘 $K_{ABC2dq0}$ 矩阵即可进行ABC到dq0坐标系的变换。坐标变换后,不难推导出,在dq0旋转坐标系下,电感矩阵变为

$$L_{dq0} = \begin{bmatrix} L_{d_1 d_1} & 0 & 0 & L_{d_1 d_2} & 0 & 0 \\ 0 & L_{q_1 q_1} & 0 & 0 & L_{q_1 q_2} & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} - L_m & 0 & 0 & 0 \\ L_{d_1 d_2} & 0 & 0 & L_{d_1 d_1} & 0 & 0 \\ 0 & L_{q_1 q_2} & 0 & 0 & L_{q_1 q_1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_{ls} - L_m \end{bmatrix} \quad (6)$$

其中 $L_{d_1 d_1} = L_{md} + L_{ls} + \frac{L_m}{2}$

$$L_{q_1 q_1} = L_{mq} + L_{ls} + \frac{L_m}{2}$$

$$L_{d_1 d_2} = L_{md} + \frac{3L_m}{2}$$

$$L_{q_1 q_2} = L_{mq} + \frac{3L_m}{2}$$

$$L_{md} = \frac{3}{2} (L_A + L_B)$$

$$L_{mq} = \frac{3}{2} (L_A - L_B)$$

式中: $L_{d_1 d_1}, L_{q_1 q_1}$ 对应d-q坐标系下绕组的自感,包括了气隙互感、自漏感和互漏感; $L_{d_1 d_2}, L_{q_1 q_2}$ 对应绕组间的互感,包括了气隙互感和互漏感两部分; L_{md}, L_{mq} 分别为定子绕组的直轴和交轴气隙互感。

坐标变换后,定子绕组耦合的转子磁链向量则变为

$$\Psi_{rdq0} = [\Psi_r \ 0 \ 0 \ \Psi_r \ 0 \ 0]^T \quad (7)$$

综上,定子全磁链方程变为

$$\Psi_{sdq0} = L_{dq0} i_{dq0} + \Psi_{rdq0} \quad (8)$$

其中 $\Psi_{rdq0} = [\Psi_{d_1} \ \Psi_{q_1} \ \Psi_{01} \ \Psi_{d_2} \ \Psi_{q_2} \ \Psi_{02}]^T$

$$i_{dq0} = [i_{d1} \ i_{q1} \ i_{01} \ i_{d2} \ i_{q2} \ i_{02}]^T$$

式中: Ψ_{rdq0} 为dq0旋转坐标系下的定子绕组磁链向量; i_{dq0} 为定子绕组电流向量; $\Psi_{d_1}, \Psi_{q_1}, \Psi_{01}, \Psi_{d_2}, \Psi_{q_2}, \Psi_{02}$ 为定子dq0绕组的全磁链; $i_{d_1}, i_{q_1}, i_{01}, i_{d_2}, i_{q_2}, i_{02}$ 为定子dq绕组的电流。

双绕组三相永磁同步电机定子电压方程变为

$$u_{dq0} = Ri_{dq0} + \omega_{dq0} \Psi_{sdq0} + \frac{d\Psi_{sdq0}}{dt} \quad (9)$$

其中

$$\begin{aligned} u_{dq0} &= [u_{d_1} \ u_{q_1} \ u_{01} \ u_{d_2} \ u_{q_2} \ u_{02}]^T \\ \omega_{dq0} &= \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \omega_r & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\omega_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \omega_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

式中: u_{dq0} 为dq0坐标系下的定子电压向量; $u_{d_1}, u_{q_1}, u_{01}, u_{d_2}, u_{q_2}, u_{02}$ 为dq0绕组的电压; ω_{dq0} 为坐标变换产生的转速矩阵,用于体现磁链的动生电动势。

在三线系统中,无零序电流,故不考虑零序分量,只保留dq分量时的定子电压方程的分量表

达式为

$$\begin{cases} u_{d_1} = R_s i_{d_1} - \omega_r \Psi_{q_1} + \frac{d\Psi_{d_1}}{dt} \\ u_{q_1} = R_s i_{q_1} + \omega_r \Psi_{d_1} + \frac{d\Psi_{q_1}}{dt} \\ u_{d_2} = R_s i_{d_2} - \omega_r \Psi_{q_2} + \frac{d\Psi_{d_2}}{dt} \\ u_{q_2} = R_s i_{q_2} + \omega_r \Psi_{d_2} + \frac{d\Psi_{q_2}}{dt} \end{cases} \quad (10)$$

其中

$$\begin{aligned} \Psi_{d_1} &= L_{d_1 d_1} i_{d_1} + L_{d_1 d_2} i_{d_2} + \Psi_r \\ \Psi_{q_1} &= L_{q_1 q_1} i_{q_1} + L_{q_1 q_2} i_{q_2} \\ \Psi_{d_2} &= L_{d_2 d_1} i_{d_1} + L_{d_2 d_2} i_{d_2} + \Psi_r \\ \Psi_{q_2} &= L_{q_2 q_1} i_{q_1} + L_{q_2 q_2} i_{q_2} \end{aligned}$$

电磁转矩 T_e 由虚位移法计算:

$$T_e = n_p (\mathbf{K}_s^{-1} \mathbf{i}_{dq0})^T \left(\frac{1}{2} \frac{\partial \mathbf{L}_{ABC}}{\partial \theta_r} \mathbf{K}_s^{-1} \mathbf{i}_{dq0} + \frac{\partial}{\partial \theta_r} \Psi_{rABC} \right) \quad (11)$$

式中: n_p 为极对数。

化简后可得电磁转矩 T_e 表达式为

$$\begin{aligned} T_e &= \left(\frac{3}{2} \right) n_p [(L_{md} - L_{mq})(i_{d_1} + i_{d_2})(i_{q_1} + i_{q_2}) + \Psi_r(i_{q_1} + i_{q_2})] \\ &= \left(\frac{3}{2} \right) n_p [(L_{d_1 d_1} - L_{q_1 q_1})(i_{d_1} + i_{d_2})(i_{q_1} + i_{q_2}) + \Psi_r(i_{q_1} + i_{q_2})] \end{aligned} \quad (12)$$

电机的转子运行方程为

$$T_e - T_m = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (13)$$

式中: T_m 为机械转矩; Ω 为机械转速; J 为电机转动惯量。

上述式(10)~式(13)构成了双绕组三相永磁同步电机在 d - q 旋转坐标系下的模型。

3 与不考虑互漏感模型的差异与等价性

对比上述模型与不考虑互漏感的模型^[9], 主要有以下差异:

1) 由式(6)可以看出, 由于互漏感的存在, 直轴电感 $L_{d_1 d_1}$ 、交轴电感 $L_{q_1 q_1}$ 比不考虑其影响时更大。以 10 MW 机组为例, 考虑互漏感影响后, 会使得直轴、交轴电感值上升 2% 左右。

2) 由于互漏感的存在, 绕组间的总互感 $L_{d_1 d_2}$ 、 $L_{q_1 q_2}$ 比不考虑其影响时更大。以 10 MW 机组为例, 考虑互漏感影响后, 会使得绕组间的总互感值上升 10% 以上。

3) 由于互漏感的存在, 零轴电感 $L_{ls} - L_m$ 比不

考虑其影响时更小。以 10 MW 机组为例, 考虑互漏感影响后, 会使得零轴电感值下降 5% 左右。

传统的三相永磁同步电机的建模和控制中, 由于漏互感较小, 一般都没有考虑漏互感项的影响^[10]。目前商用电机控制仿真软件如 SimPowerSystem, RTLAB 等库模型中, 也都没有考虑其影响。为了充分利用已有的库模型, 基于上述对模型差异的观察, 以下提出一种电机模型参数等价变换, 通过该变换可以将考虑互漏感影响的电机模型转化为传统的不考虑互漏感影响的电机模型。

定义 d 、 q 轴上的直轴、交轴绕组等价互感如下:

$$\begin{cases} \tilde{L}_{md} = \frac{3}{2} (L_A + L_B) + \frac{3L_m}{2} \\ \tilde{L}_{mq} = \frac{3}{2} (L_A - L_B) + \frac{3L_m}{2} \end{cases} \quad (14)$$

定义 d 、 q 轴上的绕组等价漏感如下:

$$\tilde{L}_{ls} = L_{ls} - L_m \quad (15)$$

于是, d 、 q 轴上的电感矩阵可以重新写为

$$\mathbf{L}_{dq0} = \begin{bmatrix} \tilde{L}_d & 0 & 0 & \tilde{L}_{md} & 0 & 0 \\ 0 & \tilde{L}_q & 0 & 0 & \tilde{L}_{mq} & 0 \\ 0 & 0 & \tilde{L}_{ls} & 0 & 0 & 0 \\ \tilde{L}_{md} & 0 & 0 & \tilde{L}_d & 0 & 0 \\ 0 & \tilde{L}_{mq} & 0 & 0 & \tilde{L}_q & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \tilde{L}_{ls} \end{bmatrix} \quad (16)$$

其中

$$\begin{aligned} \tilde{L}_d &= \tilde{L}_{ls} + \tilde{L}_{md} \\ \tilde{L}_q &= \tilde{L}_{ls} + \tilde{L}_{mq} \end{aligned}$$

式中: $\tilde{L}_d$ 、 $\tilde{L}_q$ 分别为直轴、交轴绕组等价电感。

电压方程不变, 磁链方程变为

$$\begin{cases} \Psi_{d_1} = \tilde{L}_d i_{d_1} + \tilde{L}_{md} i_{d_2} + \Psi_r \\ \Psi_{q_1} = \tilde{L}_q i_{q_1} + \tilde{L}_{mq} i_{q_2} \\ \Psi_{d_2} = \tilde{L}_{md} i_{d_1} + \tilde{L}_d i_{d_2} + \Psi_r \\ \Psi_{q_2} = \tilde{L}_{mq} i_{q_1} + \tilde{L}_q i_{q_2} \end{cases} \quad (17)$$

电磁转矩方程变为

$$\begin{aligned} T_e &= \left(\frac{3}{2} \right) n_p [(\tilde{L}_{md} - \tilde{L}_{mq})(i_{d_1} + i_{d_2})(i_{q_1} + i_{q_2}) + \Psi_r(i_{q_1} + i_{q_2})] \\ &= \left(\frac{3}{2} \right) n_p [(\tilde{L}_d - \tilde{L}_q)(i_{d_1} + i_{d_2})(i_{q_1} + i_{q_2}) + \Psi_r(i_{q_1} + i_{q_2})] \end{aligned} \quad (18)$$

这与不考虑互漏感的传统模型形式完全相同。这意味着只需通过式(14)~式(16)的参数变换, 即可在传统模型及其仿真软件中计入互漏感的影响, 而无需重新构建同步电机的模型。

4 绕组并联运行时的退化模型

在实际电机设计中,采用商用有限元软件往往获得的是定子两套绕组并联后等效三相电机的参数,如自漏感 L_{ls}^{FEM} 、互漏感 L_m^{FEM} 以及气隙互感 L_{md}^{FEM} 、 L_{mq}^{FEM} ,定子电阻 R_s^{FEM} ,转子磁链 Ψ_r^{FEM} 等,上标FEM(finite element method)表示有限元方法下的参数。为了从中获取本文中双绕组电机的各个单绕组参数,还需要找出绕组并联后的参数等价关系。

并联运行时, $u_d = u_{d_1} = u_{d_2}$, $u_q = u_{q_1} = u_{q_2}$ 。计两套绕组的总电流为 i_d ,则在平衡时,有 $i_d = 2i_{d_1} = 2i_{d_2}$, $\Psi_d = \Psi_{d_1} = \Psi_{d_2}$, $\Psi_q = \Psi_{q_1} = \Psi_{q_2}$ 。此时,磁链电流关系退化为

$$\begin{cases} \Psi_d = (L_{md} + \frac{1}{2}L_{ls} + L_m)i_d + \Psi_r \\ \Psi_q = (L_{mq} + \frac{1}{2}L_{ls} + L_m)i_q \end{cases} \quad (19)$$

电压方程退化为

$$\begin{cases} u_d = \frac{1}{2}R_s i_d - \omega_r \Psi_q + \frac{d\Psi_d}{dt} \\ u_q = \frac{1}{2}R_s i_q + \omega_r \Psi_d + \frac{d\Psi_q}{dt} \end{cases} \quad (20)$$

转矩方程退化为

$$T_e = (\frac{3}{2})n_p [(L_{md} - L_{mq})i_d i_q + \Psi_r i_q] \quad (21)$$

记并联后的等效单绕组三相永磁同步电机的定子电阻、定子 d, q 轴电感及转子磁链分别为: $\bar{L}_d, \bar{L}_q, \bar{R}_s, \bar{\Psi}_r$,则由此不难看出,应有:

$$\begin{cases} \bar{L}_d = \frac{1}{2}L_{ls} + L_m + L_{md} \\ \bar{L}_q = \frac{1}{2}L_{ls} + L_m + L_{mq} \\ \bar{R}_s = R_s/2 \\ \bar{\Psi}_r = \Psi_r \end{cases} \quad (22)$$

根据式(22)可以很明显看出,可以使用下式即可从有限元软件参数中获取双绕组三相电机的各个单绕组参数:

$$\begin{cases} L_{ls} = 2L_{ls}^{FEM} \\ L_m = L_m^{FEM} \\ L_{md} = L_{md}^{FEM} \\ L_{mq} = L_{mq}^{FEM} \\ R_s = 2R_s^{FEM} \\ \Psi_r = \Psi_r^{FEM} \end{cases} \quad (23)$$

式中:上标“FEM”为有限元方法下的参数变量。

5 模型验证与运行工况研究

5.1 模型验证

为验证模型有效性,针对10 MW级海上直驱风电双绕组永磁同步电机,采用对比电机有限元模型仿真结果与本文所提出模型结果的方式进行验证。采用三相突然短路试验进行模型对比,一方面三相短路试验能反映出电枢反应下绕组间的相互作用,另一方面三相短路是采用IGCT型三电平变流器后不可避免的现象,对海上风电永磁机组运行有着特殊的意义。

首先根据本文提出的全阶模型,在SimPowerSystem时域仿真软件中构建双绕组永磁同步电机模型。然后基于本文第5节提出的方法,从电机有限元软件中提取所需模型参数。最后构建短路工况,对比空载恒转速运行情况下,定子绕组端部发生三相突然短路时的动态过程。

本文和有限元2种模型下的三相短路电流对比如图3所示。可以看出,本文所提出电机模型的动态响应与有限元软件仿真结果几乎完全重合,有较高的准度和精度。在第1个周波中,本文模型的短路电流幅值比有限元模型略小,峰值处误差大约为-6.1%,其原因是线性模型没有考虑磁饱和影响。

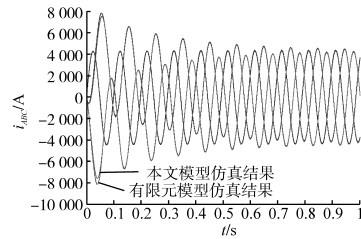


图3 两种模型下的三相短路电流对比

Fig.3 Comparison of three-phase short circuit current with two models

5.2 绕组并联运行工况研究

绕组并联运行是一种在电机试验调试时的特殊工况。对10 MW级发电机,其配套变流器容量也在10 MW以上。大容量双回路变流器与双绕组电机间的匹配需要进行充分地调试磨合。为了避免变流器与电机同时调试,双电气回路间相互耦合问题,可以采用发电机双绕组并联结合变流器单回路运行的方式进行初步功率试验。

在仿真中研究这种运行工况,同时对比双绕组永磁同步电机定子绕组并联运行时与其等价参数单绕组电机运行的特性,如图4所示。

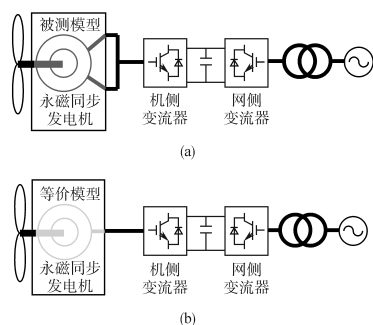


图4 双绕组电机并联及其等价单绕组电机对比仿真系统

Fig. 4 Contrast simulation system of two-winding parallel motor and its equivalent single-winding motor

绕组并联运行时,发电机由于被对拖系统驱动,保持恒转速运行。变流器为单回路三电平IGCT变流器。定子电流 d 轴励磁电流给定 $0, q$ 轴转矩电流给定 -1.0 (标么值),负号表示发电运行。仿真结果如图5、图6所示。

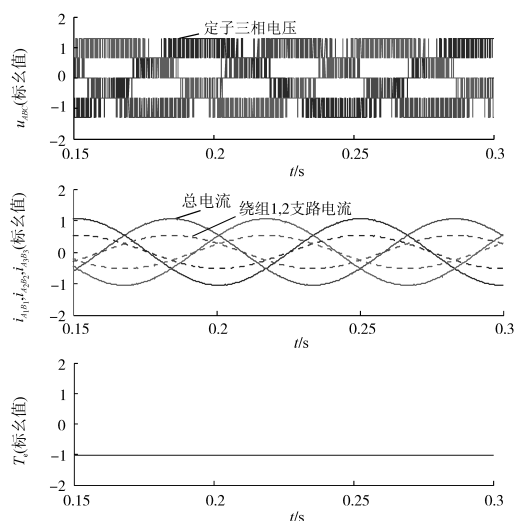


图5 被测双绕组电机模型定子并联运行仿真结果

Fig. 5 The simulation results of stator parallel operation of the proposed two-winding motor mode

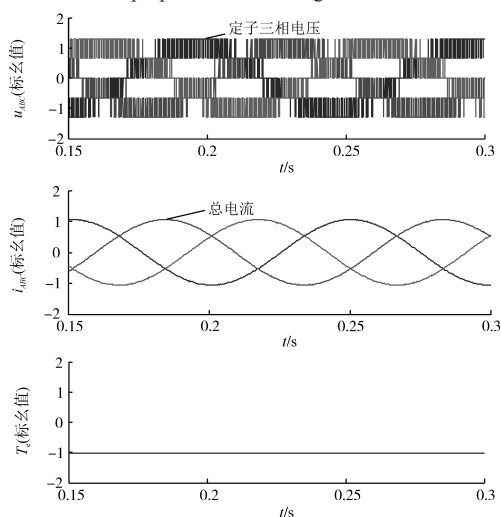


图6 标准单绕组电机仿真结果

Fig. 6 Simulation results of standard single-winding motor

首先,由图5可以看出,双绕组永磁同步电机正常运行,2套定子绕组的电流大小完全相同,总电流为正弦波,幅值与给定电流相同。同时,电磁转矩为 -1.0 (标么值),意味着发电机达到了所需的发电转矩。其次,对比图6仿真结果可以看出,双绕组永磁同步电机定子绕组并联后运行时的定子电压和总定子电流及电磁转矩与标准单绕组电机完全相同。

上述仿真结果说明,双绕组永磁同步电机定子绕组并联后退化为常规单绕组三相电机,其运行工况与等价单绕组电机运行并无明显差异。这对于双绕组电机-变流器系统工程联合调试和问题排查具有指导意义。

5.3 双电气回路冗余运行工况研究

在大容量海上风电机组运行过程中,为了实现高可靠运行,常采用双电气回路设计,见图1。当其中一个电气回路出现问题时,另一个电气回路仍然可以不受影响地继续工作,从而保证较高的可用性。利用所建立的双绕组电机模型,即可针对此种运行工况进行仿真研究。假定绕组1所在的电气回路1运行于额定工况,而绕组2所在的电气回路2由于变流器冷却系统出现问题,导致变流器散热性能下降不得不降容至 0.5 (标么值)运行。仿真结果如图7所示。

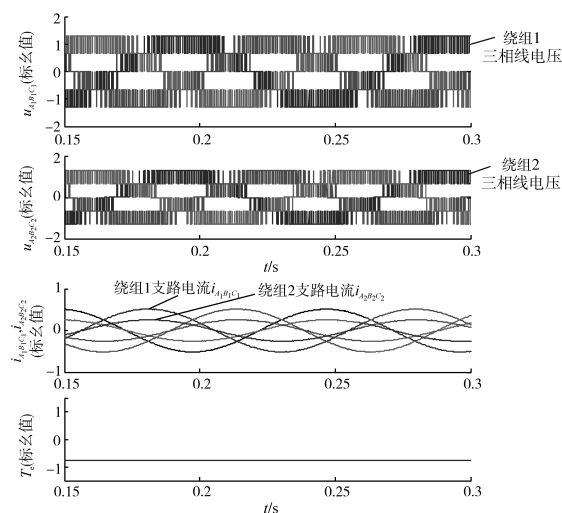


图7 双电气回路冗余运行情况仿真结果

Fig. 7 Simulation results of redundant operation with dual electrical circuits

由图7可以看出,此时发电机2个绕组的定子电压相位略有差异,体现出两个绕组处于独立运行工况下。同时,绕组1的电流保持为 0.5 (标么值)的额定值,而绕组2的电流则由于降容要求降低到额定值的一半即 0.25 (标么值)。此外,还

可以看出总电磁转矩也降低为-0.75(标么值),与预期相符。

6 结论

不同于单绕组三相永磁同步电机,双绕组三相永磁电机绕组间的互感情况更为复杂。任意2个绕组间总互感既包括通过气隙耦合的气隙互感,又包括通过定子槽耦合的槽互感,即互漏感。对于8~10 MW级大型机组,互漏感较为明显而不可忽略。

本文考虑了互漏感的影响,从静止坐标系出发,详细推导出双绕组电机在转子 $d-q$ 旋转坐标系下的电磁和机械方程,建立了其全阶模型。考虑互漏感后, d, q 轴下的电感矩阵发生变化,直轴电感、交轴电感、绕组间的总互感比不考虑其影响时更大,而零轴电感则比不考虑其影响时更小。通过本文给出的参数等效变换,可以将考虑互漏感后的模型转化为未考虑互漏感的模型,从而便于使用传统模型进行仿真与控制。

基于有限元模型的计算仿真表明本文提出模型的准确性。通过模型进一步研究了10 MW永磁发电机与IGCT三电平变流器系统联合运行工况。双绕组并联运行仿真结果表明,双绕组永磁同步电机定子绕组并联后退化为常规单绕组三相电机,其运行工况与等价单绕组电机运行并无明显差异。这对于双绕组电机-变流器系统工程联合调试和问题排查具有指导意义。而双电气回路运行仿真则表明,在大容量海上风电机组运行过程中,采用双绕组电机加双回路变流器

后,当其中一个电气回路出现问题时,另一个电气回路仍然可以不受影响地继续工作,从而提高系统的可用性。

参考文献

- [1] 周宏林,杨耕.用于大型DFIG风电场的混合型HVDC系统中整流器的建模与控制[J].电工技术学报,2012,27(4):224-232.
- [2] 周小丽.海上风电机组设备大容量趋势分析[J].红河水,2017,36(4):56-58.
- [3] 谢卫,万永良.电压型逆变器供电六相双Y移30°绕组同步电动机的动态数字仿真[J].电机与控制学报,2004,8(1):13-18.
- [4] 代科.六相励磁同步电动机的矢量控制研究[D].哈尔滨:哈尔滨工业大学,2006.
- [5] 张华强,秦秀敬,于亚新,等.双三相永磁同步电机直接转矩控制[J].电气传动,2017,47(2):3-8.
- [6] 周宏林,况明伟,吴建东.一种基于无速度传感器的永磁同步电机的转子角度、转速估计方法[J].电气传动,2012,43(3):3-6.
- [7] 周宏林,代同振,于海坤.ZDC控制方式下的永磁直驱风电机组高速运行特性[J].东方电气评论,2014,28(110):54-58.
- [8] 伍嘉伟,李海春,尹泉.PMSM无位置传感器矢量控制速度调节器参数选定[J].电气传动,2018,48(8):3-9.
- [9] 周宏林.海上风电机组的双绕组三相永磁同步发电机建模[J].东方电气评论,2019,33(1):8-12.
- [10] Krause P C, Wasynczuk O, Sudhoff S D. Analysis of Electric Machinery and Drive Systems[M]. 2nd ed. New York, NY: John Wiley & Sons, Ltd. 2002.

收稿日期:2019-03-07

修改稿日期:2019-04-10