

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuua@buaa.edu.cn

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2022.0463

风能接入电机气隙磁链定向矢量控制技术

王嘉豪¹, 田玉茹^{1,*}, 于乃昭²

(1. 哈尔滨工程大学 智能科学与工程学院, 哈尔滨 150001; 2. 扬州船用电子仪器研究所, 扬州 225001)

摘 要: 风能是中国最具潜力的可再生能源之一, 而影响风能转化应用的主要因素是风力发电机的控制方法及特性。针对风能转化应用过程中遇到的风力发电机控制方法难以实现对风能的有效捕获问题, 提出一种基于气隙磁链定向的矢量控制技术, 通过 6s/2r 矢量变换得到旋转坐标系下电机的数学模型; 对气隙磁链定向矢量控制技术进行研究, 设计电机电流电压混合磁链观测模型, 实现对电机转矩与磁通的独立控制; 以双 Y 移 30° 六相同步电机为例进行仿真分析。结果表明: 所提技术在电机空载启动与突加负载时具有较好的稳态性能和动态性能, 解决多相电机控制的非线性和耦合性, 提高模型的通用性和快速性。

关 键 词: 风电系统; 六相同步电机; 矢量坐标变换; 气隙磁链定向; 矢量控制

中图分类号: TM351

文献标志码: A

文章编号: 1001-5965(2024)05-1639-07

中国拥有丰富的风力资源, 而且风力接入电机技术成熟, 单机容量大, 建设周期短。但是由于风力发电机组是一个复杂的系统工程, 要使一套风力发电机组安全运行, 需要考虑和控制的环节很多, 如: 风速风向检测、偏航控制、刹车控制、并网控制等^[1]。

随着风电系统的规模越来越大, 要求电机的功率也越来越大, 传统电机已经不能满足实际工程需求^[2]。而提高电机功率的一个有效的方法是增加电机的相数。多相电动机(相数多于三相的电机)的优点已受到广泛认可。除了增加转矩脉动频率, 降低转矩脉动幅值之外, 还因为相数的增加提高了整个变频调速系统的输出功率, 对变流器功率器件的容量要求也降低了。此外, 增加相数还有利于提高低速区的调速特性^[3]。容错性能好也是这类电机的一个特点, 当多相中的一相或几相发生故障时, 通过适当的控制, 电机仍可以降功率启动和运行^[4]。

多相同步电机由于其低压大功率输出、体积

小、容错性强等特点^[5-7], 已广泛应用于船舶电力推进系统^[8]、电动汽车^[9]等对可靠性、安全性要求较高的场合, 风电系统中多相电机的应用受到了研究学者的关注^[10]。

广泛应用的同步电机矢量控制技术是采用转子励磁磁场定向控制, 但是这种定向控制的电机存在功率因数差, 变频装置容量利用率低的缺点^[11]。一般只用于小容量磁阻电机或永磁同步电机的调速传动。因此, 气隙磁场定向矢量控制是未来多相同步电机较为理想的矢量控制方法^[12]。

文献 [13] 提出基于气隙磁链定向控制的十二相同步电动机的数学模型, 但是未对该模型进行相应的仿真验证研究。文献 [14] 分析三相与六相同步电机的独立矢量控制, 并进行实验对比验证。文献 [15] 对比在矢量控制下和直接转矩控制下永磁同步电机的低速运转特性, 结果表明矢量控制的控制效果更好。文献 [16] 提出一种无传感器矢量控制方法, 但未实现磁通和转矩的独立控制。文献 [17]

收稿日期: 2022-06-08; 录用日期: 2022-06-17; 网络出版时间: 2022-12-15 08:02

网络出版地址: link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20221213.1212.003

基金项目: 国家重点研发计划 (2021YFB3901300); 机器人技术与系统国家重点实验室 (哈尔滨工业大学) 资助

* 通信作者. E-mail: 156803388@qq.com

引用格式: 王嘉豪, 田玉茹, 于乃昭. 风能接入电机气隙磁链定向矢量控制技术 [J]. 北京航空航天大学学报, 2024, 50 (5): 1639-1645.

WANG J H, TIAN Y R, YU N Z. Air gap flux-oriented vector control techniques of wind power synchronous motor [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2024, 50 (5): 1639-1645 (in Chinese).

通过对比气隙磁链定向矢量控制下的旋转磁链与定子磁链定向控制下的旋转磁链图,验证了永磁同步电机气隙磁链控制在磁场谐波影响下的控制性能更好,磁链相图轨迹相比定子磁链定向控制更加接近椭圆。

基于以上学者的研究方法和实验,为解决大功率多相风机的控制问题,本文提出了基于气隙磁链定向矢量控制技术。首先,建立了风力发电六相同步电机在静止坐标系及旋转坐标系下的数学模型,将定向坐标系的 m 轴与电机的气隙磁链矢量重合,计算定子电流和电压在 mt 坐标系的给定值;然后,通过矢量变换(6s/2r, 其中,数字代表相数,s 表示 static, r 表示 rotate)实现磁通和转矩独立控制;最后,以双 Y 移 30°六相同步电机为例进行矢量控制策略研究。

$$\boldsymbol{F}_{6s}(\theta) = [\sin\theta \quad \sin(\theta - 30^\circ) \quad \sin(\theta - 120^\circ) \quad \sin(\theta - 150^\circ) \quad \sin(\theta - 240^\circ) \quad \sin(\theta - 270^\circ)]^T$$

$$\boldsymbol{L}_{ss} = \boldsymbol{L}_{L6} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} + \boldsymbol{L}_{m6} \begin{bmatrix} 1 & \cos 30^\circ & \cos 120^\circ & \cos 150^\circ & \cos 240^\circ & \cos 270^\circ \\ \cos 30^\circ & 1 & \cos 90^\circ & \cos 120^\circ & \cos 210^\circ & \cos 240^\circ \\ \cos 120^\circ & \cos 90^\circ & 1 & \cos 30^\circ & \cos 120^\circ & \cos 150^\circ \\ \cos 150^\circ & \cos 120^\circ & \cos 30^\circ & 1 & \cos 90^\circ & \cos 120^\circ \\ \cos 240^\circ & \cos 210^\circ & \cos 120^\circ & \cos 90^\circ & 1 & \cos 30^\circ \\ \cos 270^\circ & \cos 240^\circ & \cos 150^\circ & \cos 120^\circ & \cos 30^\circ & 1 \end{bmatrix}$$

ψ_m 为永磁体磁链; θ 为磁势的轴线与定子 A1 相绕组绕线的夹角; ψ_{6s} 和 i_{6s} 分别为六相电机在静止坐标系下的磁链和电流分量; L_{m6} 和 L_{L6} 分别为定子互感和定子漏感; 六相静止坐标系下的六相定子磁链分别用下标 A1、B1、C1、A2、B2、C2 来区分。

电压方程为

$$\boldsymbol{u}_{6s} = \boldsymbol{R}_{6s} \cdot \boldsymbol{i}_{6s} + \rho \boldsymbol{\psi}_{6s} \tag{2}$$

式中:

$$\begin{cases} \boldsymbol{u}_{6s} = [u_{A1} & u_{B1} & u_{C1} & u_{A2} & u_{B2} & u_{C2}]^T \\ \boldsymbol{R}_{6s} = \begin{bmatrix} R & & & & & \\ & R & & & & \\ & & R & & & \\ & & & R & & \\ & & & & R & \\ & & & & & R \end{bmatrix} \end{cases}$$

$$T_{em} - T_L - B\omega = J \frac{d\omega}{dt} \text{ 为微分算子。}$$

运动方程为

$$T_{em} - T_L - B\omega = J \frac{d\omega}{dt} \tag{3}$$

式中: T_L 为负载转矩; T_{em} 为电磁力矩; B 为阻尼系数; J 为转动惯量; ω 为角速度。

电磁转矩方程为

$$T_{em} = \frac{1}{2} n_p \frac{\partial}{\partial \theta} (\boldsymbol{i}_{6s}^T \cdot \boldsymbol{\psi}_{6s}) \tag{4}$$

通过对风机电流、转速与转矩的仿真,证明本文控制技术提高了六相同步电机的控制精度,缩短了响应时间,可应用于工程实践。

1 风能接入电机数学模型变换

假设电机为理想的六相同步电机,且各参数正方向均以电动机惯例为准^[18]。

1.1 静止坐标系下电机数学模型

磁链方程为

$$\boldsymbol{\psi}_{6s} = \boldsymbol{L}_{ss} \cdot \boldsymbol{i}_{6s} + \psi_m \boldsymbol{F}_{6s}(\theta) \tag{1}$$

式中:

$$\boldsymbol{\psi}_{6s} = [\psi_{A1} \quad \psi_{B1} \quad \psi_{C1} \quad \psi_{A2} \quad \psi_{B2} \quad \psi_{C2}]^T$$

$$\boldsymbol{i}_{6s} = [i_{A1} \quad i_{B1} \quad i_{C1} \quad i_{A2} \quad i_{B2} \quad i_{C2}]^T$$

式中: n_p 为六相电机的极对数。

1.2 旋转坐标系下电机数学模型

与三相同步电机类似,六相同步电机也存在矢量变换(6s/2s、2s/2r 和 6s/2r)^[19]。

对式(1)进行矢量变换,即有

$$\boldsymbol{C}_{6s/2r} \cdot \boldsymbol{\psi}_{6s} = \boldsymbol{C}_{6s/2r} \boldsymbol{L}_{ss} \boldsymbol{C}_{6s/2r}^{-1} \boldsymbol{C}_{6s/2r} \cdot \boldsymbol{i}_{6s} + \psi_m \boldsymbol{C}_{6s/2r} \cdot \boldsymbol{F}_{6s}(\theta) \tag{5}$$

其中

$$\begin{cases} \boldsymbol{C}_{6s/2r} \cdot \boldsymbol{\psi}_{6s} = [\psi_d & \psi_q & \psi_{z1} & \psi_{z2} & \psi_{z3} & \psi_{z4}]^T \\ \boldsymbol{C}_{6s/2r} \cdot \boldsymbol{i}_{6s} = [i_d & i_q & i_{z1} & i_{z2} & i_{z3} & i_{z4}]^T \\ \boldsymbol{C}_{6s/2r} \boldsymbol{L}_{ss} \boldsymbol{C}_{6s/2r}^{-1} = \begin{bmatrix} (3L_{m6} + L_{L6})I_2 & 0 \\ 0 & L_{L6}I_4 \end{bmatrix} \\ \psi_m \boldsymbol{C}_{6s/2r} \cdot \boldsymbol{F}_{6s}(\theta) = \psi_m [\sqrt{3} \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0]^T \end{cases}$$

式中: $\boldsymbol{C}_{6s/2r}$ 为六相静止坐标系与二相旋转坐标系的坐标变换矩阵。

记

$$\begin{cases} L_{d6} = 3L_{m6} + L_{L6} \\ L_{q6} = 3L_{m6} + L_{L6} \\ L_{z1} = L_{z2} = L_{z3} = L_{z1} = L_{L6} \\ \boldsymbol{\psi}_0 = [\psi_{z1} \quad \psi_{z2} \quad \psi_{z3} \quad \psi_{z4}] \\ \boldsymbol{L}_{04} = \text{diag}[L_{z1} \quad L_{z2} \quad L_{z3} \quad L_{z4}] \end{cases}$$

经过坐标变换后, d 、 q 、 z_1 、 z_2 、 z_3 、 z_4 的磁链方程为

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ |\psi_0| \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{d6} & 0 & 0 \\ 0 & L_{q6} & 0 \\ 0 & 0 & |L_{04}| \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \psi_m \begin{bmatrix} \sqrt{3} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

由式 (2) 可得

$$u_a = Ri_A + \rho\psi_A \quad (7)$$

记 $\rho\theta = \omega_s$, 经过坐标变换可得电机的电压方程如下:

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + \rho\psi_d - \omega_s\psi_q \\ u_q = Ri_q + \rho\psi_q - \omega_s\psi_d \\ u_{z1} + u_{z3} = R_{iz1}R_{iz3} + \rho\psi_{z1} + \rho\psi_{z3} \end{cases} \quad (8)$$

而电机的电磁力矩为

$$T_{em} = n_p \left[\sqrt{3}\psi_m i_q + (L_{d6} - L_{q6}) i_d i_q \right] \quad (9)$$

dq 坐标下电机定子侧的电压方程为

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + \rho\psi_d - \omega_s\psi_q \\ u_q = Ri_q + \rho\psi_q - \omega_s\psi_d \end{cases} \quad (10)$$

式中: u_d 和 u_q 分别为 d 轴和 q 轴定子的电压分量; R 为定子电阻。

dq 坐标下电机定子侧的磁链方程为

$$\begin{cases} \psi_d = L_{d6} i_d + \sqrt{3}\psi_m \\ \psi_q = L_{q6} i_q \end{cases} \quad (11)$$

式中: ψ_d 和 i_d 分别为 d 轴定子的磁链分量和电流分量; ψ_q 和 i_q 分别为 q 轴定子磁链分量和电流分量。

力矩方程为

$$T_{em} = n_p \left[\sqrt{3}\psi_m i_q + (L_{d6} - L_{q6}) i_d i_q \right] \quad (12)$$

其中: L_{d6} 与 L_{q6} 分别为 d 轴和 q 轴电感分量。

电机的运动方程保持不变:

$$T_{em} - T_L - B\omega = J \frac{d\omega}{dt} \quad (13)$$

可见, 矢量变换后大大简化了六相同步电机的数学模型。若选取 i_d 、 i_q 、 θ 和 ω 为状态变量, 则状态方程和输出方程分别为式 (14) 与式 (15), 其中 θ_e 为电角度。

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \\ \dot{\theta} \\ \dot{\omega} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_{d6}} & \frac{n_p\omega L_{q6}}{L_{d6}} & 0 & 0 \\ -\frac{n_p\omega L_{d6}}{L_{q6}} & -\frac{R}{L_{q6}} & 0 & -\sqrt{3}\frac{n_p\psi_m}{J} \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ \frac{n_p}{J}(L_{d6} - L_{q6}) & \sqrt{3}\frac{n_p\psi_m}{J} & 0 & -\frac{B}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \theta \\ \omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{d6}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{q6}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ T_L \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \theta_e \\ \omega \\ T_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & n_p & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ n_p(L_{d6} - L_{q6})i_q & \sqrt{3}n_p\psi_m & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \theta \\ \omega \end{bmatrix} \quad (15)$$

2 电机的矢量控制

气隙磁场定向控制的关键是气隙磁链的检测^[20], 根据电机的数学模型, 用输出电压和电流来表示磁链:

$$\begin{cases} \psi_{\alpha 1} = \int (u_{s\alpha 1} - r_s i_{s\alpha 1}) dt - (L_{s1} + L_{\alpha 1}) i_{s\alpha 1} - \frac{\sqrt{3}}{2} L_{\alpha 1} i_{s\alpha 2} + \frac{1}{2} L_{\alpha 1} i_{s\beta 2} \\ \psi_{\beta 1} = \int (u_{s\beta 1} - r_s i_{s\beta 1}) dt - (L_{s1} + L_{\alpha 1}) i_{s\beta 1} - \frac{\sqrt{3}}{2} L_{\alpha 1} i_{s\beta 2} - \frac{1}{2} L_{\alpha 1} i_{s\alpha 2} \\ \psi_{\alpha 2} = \int (u_{s\alpha 2} - r_s i_{s\alpha 2}) dt - (L_{s1} + L_{\alpha 1}) i_{s\alpha 2} - \frac{\sqrt{3}}{2} L_{\alpha 1} i_{s\alpha 1} - \frac{1}{2} L_{\alpha 1} i_{s\beta 1} \\ \psi_{\beta 2} = \int (u_{s\beta 2} - r_s i_{s\beta 2}) dt - (L_{s1} + L_{\alpha 1}) i_{s\beta 2} + \frac{\sqrt{3}}{2} L_{\alpha 1} i_{s\beta 1} - \frac{1}{2} L_{\alpha 1} i_{s\alpha 1} \end{cases} \quad (16)$$

混合磁链观测模型如图 1 所示, 其中 VA 代表

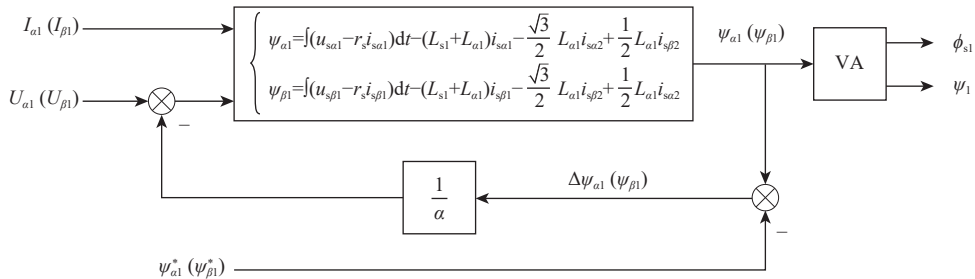


图 1 电压电流混合模型磁链观测

Fig. 1 Flux linkage observation of voltage-current hybrid model

abc 坐标系下的电压, $f(u)$ 为电压观测方程, U_f 为励磁电压, I_f 为励磁电流。

选取以下参数来进行仿真验证: $P_N = 2\,400\text{ W}$, $T_N = 100\text{ N}\cdot\text{m}$, $n_N = 155\text{ r/min}$, $R_{r6} = 0.457\,8\,\Omega$, $L_{d6} = 0.002\,85\text{ H}$, $L_{q6} = 0.003\,34\text{ H}$, $J = 0.001\,469\text{ kg}\cdot\text{m}^2$, $B = 0.000\,3\text{ (N}\cdot\text{m)/(rad}\cdot\text{s}^{-1})$, $\psi_m = 0.171\text{ Wb}$, $n_p = 4$ 。

3.1 空载启动下的仿真

若给定转速, 相关仿真曲线如图 4 所示。
仿真结果表明, 电机空载启动时, 转速迅速增大直至达到 $n = 155\text{ r/min}$, 出现了转速超调 $\sigma = 1\%$, 但很快减小。整个仿真过程中未出现振荡现象,

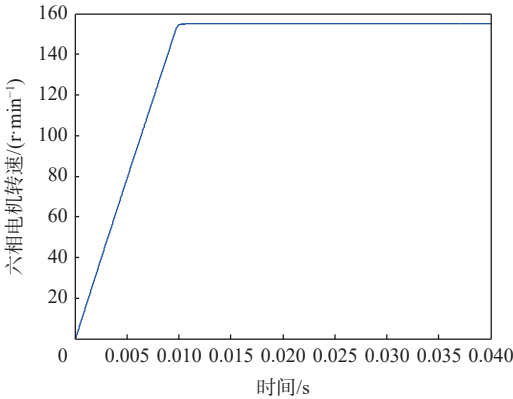
到达稳态后, 电磁力矩始终为 0, 六相定子电流为正弦波。

3.2 突加负载时的仿真

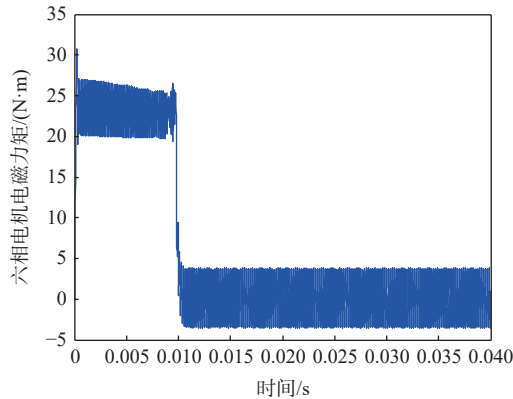
若在 0.02 s 时突加 $10\text{ N}\cdot\text{m}$ 的负载, 相关仿真曲线如图 5 所示。

仿真结果表明, 当突加 $10\text{ N}\cdot\text{m}$ 负载时, 系统恢复时间 $t_v = 0.005\text{ s}$, 转速有轻微抖动, 电机的转矩迅速上升到 $6\text{s}/2\text{r}$ 并保持不变, 同时六相定子电流可快速跟随变化。

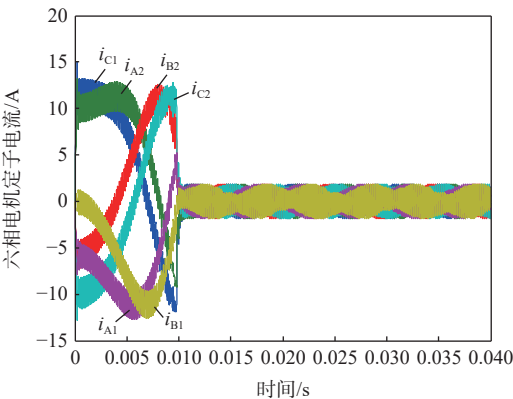
本文控制技术控制下转速仿真结果的性能指标如表 1 所示。



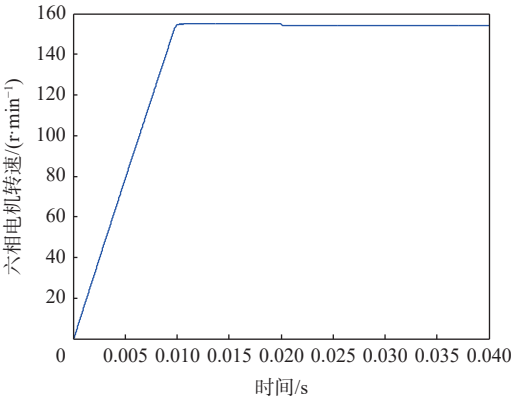
(a) 转速响应



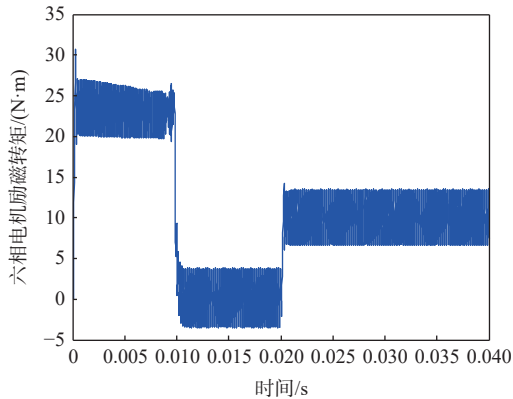
(b) 电磁力矩



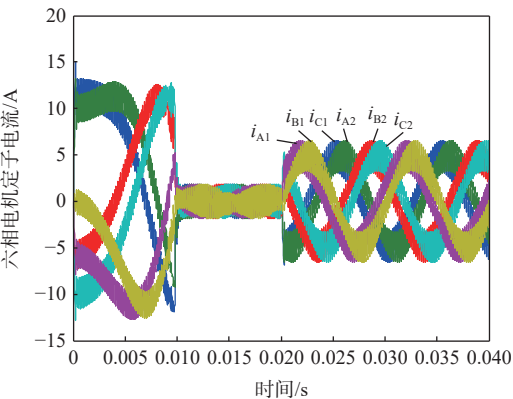
(c) 六相定子电流



(a) 转速响应



(b) 电磁力矩



(c) 六相定子电流

图 4 理想空载启动时相关仿真

图 5 突加负载时相关仿真

Fig. 4 Related simulations at ideal no-load start-up

Fig. 5 Related simulations with sudden load

表 1 转速仿真的性能指标					
Table 1 Performance index of speed simulation					
仿真情况	超调量/%	上升时间/s	调整时间/s	恢复时间/s	稳态误差/%
理想空载启动	1	0.01	0.011		0
突加负载	1	0.01	0.011	0.000 5	0.67

4 结 论

1) 本文控制技术解决了大功率多相风机的控制问题。以双 Y 移 6s/2r 六相同步电机为例进行仿真分析,通过对风机六相定子电流、转速与电磁转矩的仿真,验证了本文控制技术在电机空载启动与突加负载时具有较好的稳态性能和动态性能。该控制技术对风电系统研究具有重要意义,仿真结果对于下一步物理系统的实现与工程应用提供了技术依据。

2) 对六相永磁同步电机的矢量变换可以扩展至其他多相电机,如十二相电机、二十四相电机等,对多相电机的分析具有一定的参考价值与指导意义。

本文只讨论了本文控制技术,后续也应该结合其他控制理论,进一步改善风电系统中控制系统的性能。

参考文献 (References)

[1] 李毅. 变桨距变速风力发电机组的智能控制研究[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2007: 1-4.
LI Y. Study on intelligent control of variable-pitch variable-speed wind turbines[D]. Xi'an: Xidian University, 2007: 1-4(in Chinese).

[2] DEVASHISH, THAKUR A, PANIGRAHI S, et al. A review on wind energy conversion system and enabling technology[C]//Proceedings of the 2016 International Conference on Electrical Power and Energy Systems. Piscataway: IEEE Press, 2017: 527-532.

[3] 温嘉斌, 郭晗, 荆超, 等. 电动车用永磁同步电机转子结构对弱磁调速性能分析[J]. 哈尔滨理工大学学报, 2019, 24(6): 73-78.
WEN J B, GUO H, JING C, et al. Analysis of the speed adjusting ability with field weakening of rotor structure of permanent magnet synchronous motor for electric vehicle[J]. Journal of Harbin University of Science and Technology, 2019, 24(6): 73-78(in Chinese).

[4] 胡维昊, 王跃, 李明烜, 等. 基于 MRAS 的多相永磁直驱型风力发电系统无速度传感器控制策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2014, 42(23): 118-124.
HU W H, WANG Y, LI M X, et al. Research on sensorless control strategy of direct drive multi-phase PMSG wind power generation system based on MRAS[J]. Power System Protection and Control, 2014, 42(23): 118-124(in Chinese).

[5] 刘胜, 郭晓杰, 张兰勇. 六相永磁同步电机鲁棒自适应反步滑模容错控制[J]. 电机与控制学报, 2020, 24(5): 68-78.
LIU S, GUO X J, ZHANG L Y. Robust adaptive backstepping sliding mode control for six-phase PMSM system with open phases[J]. Electric Machines and Control, 2020, 24(5): 68-78(in Chinese).

[6] 姚钢, 杨浩猛, 周荔丹, 等. 大容量海上风电机组发展现状及关键技术[J]. 电力系统自动化, 2021, 45(21): 33-47.
YAO G, YANG H M, ZHOU L D, et al. Development status and key technologies of large-capacity offshore wind turbines[J]. Automation of Electric Power Systems, 2021, 45(21): 33-47(in Chinese).

[7] 刘剑, 苏健勇, 杨贵杰, 等. 六相永磁同步发电机容错控制的谐波补偿研究[J]. 电机与控制学报, 2014, 18(1): 1-10.
LIU J, SU J Y, YANG G J, et al. Study of harmonic compensation for six-phase PMSG in fault tolerant control[J]. Electric Machines and Control, 2014, 18(1): 1-10(in Chinese).

[8] ZHANG C, YIN Z D, YANG L, et al. Model-free adaptive iterative learning control for six-phase propulsion PMSM[C]//Proceedings of the 2021 24th International Conference on Electrical Machines and Systems. Piscataway: IEEE Press, 2021: 1889-1893.

[9] 朱元, 肖明康, 陆科, 等. 电动汽车永磁同步电机转子温度估计[J]. 电机与控制学报, 2021, 25(6): 72-81.
ZHU Y, XIAO M K, LU K, et al. Rotor temperature estimation for permanent magnet synchronous motors in electric vehicles[J]. Electric Machines and Control, 2021, 25(6): 72-81(in Chinese).

[10] KUMAR R R, CHETRI C, DEVI P, et al. Design and analysis of novel dual stator hybrid operational six-phase permanent magnet synchronous machine for wind power application[J]. GMSARN International Journal, 2021, 15: 211-216.

[11] WANG B. Simulation of field oriented control algorithm of permanent magnet synchronous motor based on SVPWM[J]. Mobile Information Systems, 2022(10): 1839488.

[12] 张敬南. 船舶电力推进六相同步电动机控制系统研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2009: 52-56.
ZHANG J N. Six-phase synchronism motor control system for the ship electric propulsion[D]. Harbin: Harbin Engineering University, 2009: 52-56(in Chinese).

[13] 林桦, 邹云屏. 采用气隙磁链定向控制的十二相同步电动机数学模型[J]. 中小型电机, 2004, 31(2): 21-27.
LIN H, ZOU Y P. Mathematical models of 12-phase synchronous machine with air gap flux-oriented control[J]. Electric Machines & Control Application, 2004, 31(2): 21-27(in Chinese).

[14] LEVI E, JONES M, VUKOSAVIC S N. A series-connected two-motor six-phase drive with induction and permanent magnet machines[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2006, 21(1): 121-129.

[15] 李昊洋, 邱鑫, 李思祥, 等. 永磁同步电机直接转矩和矢量控制运行稳定性对比研究[J]. 南京师范大学学报(工程技术版), 2018, 18(1): 30-36.
LI H Y, QIU X, LI S X, et al. Comparative study on operating stability of direct torque control and vector control using in permanent magnet synchronous motor[J]. Journal of Nanjing Normal University (Engineering and Technology Edition), 2018, 18(1): 30-36(in Chinese).

[16] WOLDEGIORGIS A T, GE X L, WANG H M, et al. A new frequency adaptive second-order disturbance observer for sensorless vector control of interior permanent magnet synchronous motor[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(12): 11847-11857.

[17] 张庆宇, 涂群章, 周建波, 等. 永磁同步电机气隙磁场定向控制仿真分析[J]. 兵器装备工程学报, 2019, 40(12): 105-109.

ZHANG Q Y, TU Q Z, ZHOU J B, et al. Simulation analysis of air-gap field oriented control for permanent magnet synchronous motor[J]. Journal of Ordnance Equipment Engineering, 2019, 40(12): 105-109(in Chinese).

[18] 顾聪, 王晓琳, 邓智泉. 一种基于双重锁相环的高速永磁同步电机转子位置估计误差全补偿方法[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(3): 962-970.

GU C, WANG X L, DENG Z Q. A rotor position estimated error correction method for high-speed permanent magnet synchronous motor based on dual-phase-locked-loop[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(3): 962-970(in Chinese).

[19] 韩坤, 孙晓, 刘秉, 等. 一种永磁同步电机矢量控制 SVPWM 死区效应在线补偿方法[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(2): 620-627.

HAN K, SUN X, LIU B, et al. Dead-time on-line compensation scheme of SVPWM for permanent magnet synchronous motor drive system with vector control[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(2): 620-627(in Chinese).

[20] ZHANG A L, CHEN Z F, GAO R Z, et al. Crowbarless symmetrical low-voltage ride through based on flux linkage tracking for brushless doubly fed induction generators[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(9): 7606-7616.

Air gap flux-oriented vector control techniques of wind power synchronous motor

WANG Jiahao¹, TIAN Yuru^{1,*}, YU Naizhao²

(1. School of Intelligent Systems Science and Engineering, Harbin Engineering University, Harbin 150001, China;
2. Yangzhou Marine Electronic Instrument Institute, Yangzhou 225001, China)

Abstract: Wind energy is one of the most promising renewable energy sources in China, and the main factors affecting the application of wind energy conversion are the control method and characteristics of wind turbines. This study proposes a vector control technique based on air gap flux orientation, addressing the problem that the wind turbine control method is difficult to achieve effective capture of wind energy in wind energy conversion. We obtain the mathematical model in the rotating coordinate system through $6s/2r$ vector transformation. The vector control technique of directional air gap flux is studied, the observation model of the motor-current-voltage hybrid flux linkage is designed, and the torque and flux of the motor are controlled independently. The double Y-shift 30° six-phase synchronous motor is taken as an example for simulation analysis. Results show that the proposed technique has good steady-state performance and dynamic performance when the motor is started without load and with sudden load. The proposed technique solves the nonlinearity and coupling of polyphase motor control, and improves the universality and rapidity of the model.

Keywords: wind power system; six-phase synchronous motor; vector coordinate transformation; air gap flux orientation; vector control