

双馈感应发电机无锁相环直接功率控制*

刘伟恺¹, 孔惠文¹, 程鹏¹, 贺敬²

[1. 华北电力大学 国家能源交通融合发展研究院, 北京 102206;

2. 新能源与储能运行控制国家重点实验室(中国电力科学研究院有限公司), 北京 100192]

摘要: 直接功率控制(DPC)策略由于实施结构简洁、响应速率快等优势,在新能源发电领域得到了广泛的应用,因此提出基于两相静止坐标系的双馈感应发电机(DFIG)无锁相环DPC策略。针对两相静止坐标系中DFIG有功、无功功率动态方程的参数时变特性,构建了DFIG的有功、无功励磁电压2个可控量,并将含有交流电压系数矩阵的DFIG有功、无功功率动态方程变换为常系数动态方程,简化了控制系统设计,并根据DFIG的转子位置角,DFIG转子励磁电压与有功、无功励磁电压间的转换。利用简单线性调节器,即可完成对DFIG有功、无功功率的解耦控制与无差跟踪。最后,通过试验验证了所提控制策略的有效性和频率适应性。

关键词: 双馈感应发电机; 直接功率控制; 无锁相环; 新能源

中图分类号: TM 315 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2020)08-0057-06

doi: 10.12177/emca.2020.080

Improved Non-PLL Direct Power Control of Doubly Fed Induction Generator*

LIU Yikai¹, KONG Huiwen¹, CHENG Peng¹, HE Jing²

[1. China Institute of Energy and Transportation Integrated Development,

North China Electric Power University, Beijing 102206, China;

2. State Key Laboratory of Operation and Control of Renewable Energy & Storage Systems

(China Electric Power Research Institute), Beijing 100192, China]

Abstract: Direct power control (DPC) is widely used in renewable power generation due to the advantages of simple implementation and fast dynamic response. An improved non-phase-locked-loop (non-PLL) DPC of doubly fed induction generator (DFIG) is proposed, which is implemented in the two-phase stationary reference frame. In order to deal with the time-varying characteristics of active and reactive powers for a DFIG in the stationary reference frame, the modulated active and reactive voltages are introduced. By this means, the time-varying voltage matrix-related dynamics of DFIG active and reactive powers are changed into a constant coefficient-related equation, thereby simplifying the design of implementation system. Meanwhile, the modulated rotor voltage can be obtained from the modulated active and reactive voltages based on DFIG rotor position angle. Then, a linear controller can be introduced to achieve the decoupling regulation and fast tracking of active and reactive powers. Finally, the experimental results confirm the effectiveness and frequency adaptability of the proposed method.

Key words: doubly fed induction generator (DFIG); direct power control (DPC); non-phase-locked-loop; new energy

收稿日期: 2020-05-06; 收到修改稿日期: 2020-06-14

* 基金项目: 国家电网公司科技项目(NYB17201900282)

作者简介: 刘伟恺(1997—),男,硕士研究生,研究方向为新能源发电并网控制。

孔惠文(1994—),女,博士研究生,研究方向为新能源发电并网控制。

程鹏(1988—),男,博士,助理研究员,研究方向为新能源并网发电及其稳定性分析。(通信作者)

0 引言

在全球能源发展新形势下,风电产业蓬勃发展。2019年,中国风电新增并网装机 2 574 万千瓦,累计并网装机容量达到 2.1 亿千瓦。其中,采用双馈感应发电机(DFIG)的风电机组因其变流器容量小、成本低等优势成为了风电机组的主流机型,占据了 60%~70% 的风电装机比例^[1-2]。

目前,DFIG 的变流控制主要分为锁相矢量控制和直接功率控制(DPC)2 大类。锁相矢量控制采用锁相环构建基于电网电压定向的两相同步旋转 dq 坐标系,并利用 PI 调节器对 dq 轴电流进行控制,从而实现对有功、无功功率的解耦调节。然而,高带宽锁相环的嵌入易诱发电网振荡并降低了系统稳定性^[3-4],而通过降低锁相环带宽,可有效提高稳定性,但会降低控制系统对电压的动态响应。

DPC 由于无电流环、动态响应快、结构简单等优势而得到了广泛的应用。基于查表法的 DPC 尽管结构简单、动态响应快,但存在稳态控制脉动大、开关频率不固定等问题^[5-6]。为了解决这些问题,文献[7-15]提出了多种改进 DPC 策略,主要分为基于模型预测控制的直接功率控制(MPC-DPC)和基于空间矢量调制的直接功率控制(SVM-DPC)。MPC-DPC 通过引入目标函数,并以目标函数最优作为每周期有效电压矢量选取基准,而后引入零电压矢量进行调制,获取了稳定的开关频率,并降低了稳态功率脉动^[7-8],但每周期内需对全部电压矢量的目标函数进行计算,计算量较大。SVM-DPC 利用空间矢量调制技术,替代 MPC-DPC 中目标函数计算和电压矢量选择,降低计算负担。文献[9-10]提出实施于两相同步旋转坐标系中的 SVM-DPC,但与锁相矢量控制存在相似的失稳问题。为了规避锁相环的应用,文献[11-12]提出基于虚拟相位角的 SVM-DPC,在虚拟同步旋转坐标系中构建电压矩阵,实现有功、无功功率的解耦控制,但其解耦控制相对复杂繁琐。文献[13-14]提出实施于两相静止坐标系中基于滑模控制的 SVM-DPC,但其非线性滑模控制器设计复杂,甚至出现滑模切换面不收敛现象。文献[15]提出基于

电压调制的并网逆变器 SVM-DPC,可在两相静止坐标系中采用 PI 调节器实现对有功、无功功率的无差跟踪和解耦控制,具有实施简便、动态响应快等特点。

因此,本文从 DFIG 数学模型入手,提出了实施于两相静止坐标系中的 DFIG 无锁相环 DPC 策略。为了克服 DFIG 有功、无功功率动态方程的参数时变特性造成的控制策略设计困难,本文构造了 DFIG 有功、无功励磁电压 2 个可控量,可将含有交流电压系数矩阵的 DFIG 有功、无功功率动态方程变换为常系数动态方程,简化了控制系统设计,利用简单线性调节器即可实现 DFIG 有功、无功功率的解耦控制与无差跟踪。最后,搭建了小容量 DFIG 试验平台,进行了试验验证。

1 数学模型

图 1 给出了在两相静止坐标系中的 DFIG 等效电路,其定转子电压、磁链方程可表示为

$$\begin{cases} U_{sa\beta} = R_s I_{sa\beta} + \frac{d\psi_{sa\beta}}{dt} \\ U_{ra\beta} = R_r I_{ra\beta} + \frac{d\psi_{ra\beta}}{dt} - j\omega_r \psi_{ra\beta} \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} \psi_{sa\beta} = L_s I_{sa\beta} + L_m I_{ra\beta} \\ \psi_{ra\beta} = L_m I_{sa\beta} + L_r I_{ra\beta} \end{cases} \quad (2)$$

式中: $U_{sa\beta}$ 、 $U_{ra\beta}$ 分别为定、转子电压矢量; $I_{sa\beta}$ 、 $I_{ra\beta}$ 分别为定、转子电流矢量; $\psi_{sa\beta}$ 、 $\psi_{ra\beta}$ 分别为定、转子磁链矢量; ω_r 为转子电角频率; L_s 为定子绕组自感, $L_s = L_m + L_{ls}$; L_m 、 L_{ls} 分别为定转子之间的互感、定子漏感; L_r 为转子绕组自感, $L_r = L_m + L_{lr}$; L_{lr} 为转子漏感。

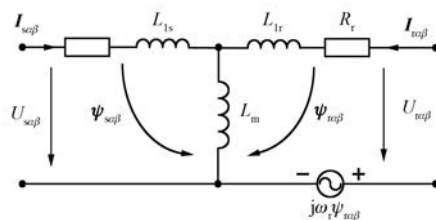


图 1 DFIG 等效电路图

DFIG 定子有功、无功功率可表示为

$$S = P - jQ = 1.5 U_{sa\beta}^* I_{sa\beta} \quad (3)$$

式中:上标“*”表示共轭矢量。

在两相静止坐标系下,DFIG 定子电压的标量表达式可写为

$$\begin{cases} u_{s\alpha} = U_{sm} \cos(\omega_g t + \theta_u) \\ u_{s\beta} = U_{sm} \sin(\omega_g t + \theta_u) \end{cases} \quad (4)$$

式中: U_{sm} 为定子电压幅值; ω_g 为定子电压角频率; θ_u 为定子电压初始相位角。

$$U_{sm} = \sqrt{u_{s\alpha}^2 + u_{s\beta}^2} \quad (5)$$

根据式(3),DFIG 定子电压的动态方程可表示为

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} u_{s\alpha} = -\omega_g U_{sm} \sin(\omega_g t + \theta_u) = -\omega_g u_{s\beta} \\ \frac{d}{dt} u_{s\beta} = \omega_g U_{sm} \cos(\omega_g t + \theta_u) = \omega_g u_{s\alpha} \end{cases} \quad (6)$$

则 DFIG 定子电压共轭矢量的可表示为

$$\frac{d}{dt} \mathbf{U}_{sq\beta}^* = -j\omega_g \mathbf{U}_{sq\beta}^* \quad (7)$$

根据式(4)和式(7),DFIG 定子有功、无功功率的动态方程可表示为

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \mathbf{S} &= 1.5 \mathbf{U}_{sq\beta}^* \frac{d}{dt} \mathbf{I}_{sq\beta} + 1.5 \mathbf{I}_{sq\beta} \frac{d}{dt} \mathbf{U}_{sq\beta}^* = \\ &1.5 \mathbf{U}_{sq\beta}^* \frac{d}{dt} \mathbf{I}_{sq\beta} - j\omega_g 1.5 \mathbf{U}_{sq\beta}^* \mathbf{I}_{sq\beta} = \\ &1.5 \mathbf{U}_{sq\beta}^* \frac{d}{dt} \mathbf{I}_{sq\beta} - j\omega_g \mathbf{S} \end{aligned} \quad (8)$$

根据式(1)、式(2),DFIG 转子磁链和电流可表示为

$$\psi_{rq\beta} = \frac{L_r}{L_m} \psi_{sq\beta} - \frac{\sigma L_r L_s}{L_m} \mathbf{I}_{sq\beta} \quad (9)$$

$$\mathbf{I}_{rq\beta} = \frac{\psi_{sq\beta}}{L_m} - \frac{L_s}{L_m} \mathbf{I}_{sq\beta} \quad (10)$$

式中: $\sigma = 1 - L_m^2 / (L_s L_r)$ 为漏磁系数。

将式(9)、式(10)代入 DFIG 转子电压方程中,DFIG 定子电流的动态方程可表示为

$$\begin{aligned} \frac{\sigma L_r L_s}{L_m} \frac{d}{dt} \mathbf{I}_{sq\beta} &= \frac{R_r - j\omega_r L_r}{L_m} \psi_{sq\beta} + \frac{L_r}{L_m} \frac{d}{dt} \psi_{sq\beta} - \\ &\frac{L_s}{L_m} (R_r \mathbf{I} + j\omega_r \sigma L_r \mathbf{I}_{sq\beta}) - \mathbf{U}_{rq\beta} \end{aligned} \quad (11)$$

根据式(1)中 DFIG 定子电压方程可知,DFIG 定子磁链的动态方程可表示为

$$\frac{d\psi_{sq\beta}}{dt} = \mathbf{U}_{sq\beta} - R_s \mathbf{I}_{sq\beta} \quad (12)$$

因此,式(11)可简化为

$$\begin{aligned} \frac{\sigma L_r L_s}{L_m} \frac{d}{dt} \mathbf{I}_{sq\beta} &= \frac{L_r}{L_m} \left[\mathbf{U}_{sq\beta} + \left(\frac{R_r}{L_r} - j\omega_r \right) \psi_{sq\beta} \right] - \\ &\frac{L_r L_s}{L_m} \left(\frac{R_s}{L_s} + \frac{R_r}{L_r} - j\omega_r \sigma \right) \mathbf{I}_{sq\beta} - \mathbf{U}_{rq\beta} \end{aligned} \quad (13)$$

根据式(8)和式(13),DFIG 定子有功、无功功率的动态方程可表示为

$$\begin{aligned} \frac{\sigma L_r L_s}{L_m} \frac{d}{dt} \mathbf{S} &= \frac{1.5 L_r \mathbf{U}_{sq\beta}^*}{L_m} \left[\mathbf{U}_{sq\beta} + \left(\frac{R_r}{L_r} - j\omega_r \right) \psi_{sq\beta} \right] - \\ &\frac{L_r L_s}{L_m} \left(\frac{R_s}{L_s} + \frac{R_r}{L_r} + j(\omega_g - \omega_r) \sigma \right) \mathbf{S} - 1.5 \mathbf{U}_{sq\beta}^* \mathbf{U}_{rq\beta} \end{aligned} \quad (14)$$

式(14)给出了 DFIG 转子励磁电压与定子有功、无功功率的动态方程。在忽略定子电阻的条件下,根据式(1),DFIG 定子电压和磁链间矢量关系可写为

$$\mathbf{U}_{sq\beta} = j\omega_g \psi_{sq\beta} \quad (15)$$

由于 DFIG 的定、转子电阻远小于定、转子电感,则可近似认为 $R_r/L_r \approx 0$ 、 $R_s/L_s \approx 0$ 。因此,根据式(14)和式(15),DFIG 定子有功、无功功率的标量形式动态方程的可写为

$$\begin{aligned} \frac{\sigma L_r L_s}{L_m} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} &= \\ \frac{1.5 \omega_{sl}}{\omega_g} \begin{bmatrix} u_{s\alpha} & u_{s\beta} \\ u_{s\beta} & -u_{s\alpha} \end{bmatrix} \left(\frac{L_r}{L_m} \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_{r\alpha} \\ u_{r\beta} \end{bmatrix} \right) - \\ \frac{\omega_{sl} \sigma L_r L_s}{L_m} \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (16)$$

式中: ω_{sl} 为 DFIG 转子滑差角频率, $\omega_{sl} = \omega_g - \omega_r$ 。

根据式(16)可知,在两相静止坐标系中,因为交变电压系数矩阵的嵌入,所以 DFIG 定子有功、无功功率动态方程呈现参数时变特性。

2 控制系统

针对 DFIG 定子有功、无功功率动态方程的参数时变特性,本文构建 DFIG 的有功、无功励磁电压 2 个可控量,具体可表示为

$$\begin{cases} u_p = \frac{L_r}{L_m} (u_{s\alpha}^2 + u_{s\beta}^2) - (u_{s\alpha} u_{r\alpha} + u_{s\beta} u_{r\beta}) \\ u_q = -u_{s\beta} u_{r\alpha} + u_{s\alpha} u_{r\beta} \end{cases} \quad (17)$$

式中: u_p 和 u_q 分别为有功、无功功率励磁电压。

将式(17)代入式(16),DFIG 定子有功、无功

功率动态方程可改写为

$$\frac{\sigma L_r L_s}{L_m} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \frac{1.5\omega_{sl}}{\omega_g} \begin{bmatrix} u_p \\ u_q \end{bmatrix} - \frac{\omega_{sl} \sigma L_r L_s}{L_m} \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} \quad (18)$$

可见,根据所构建的 DFIG 有功、无功励磁电压 2 个可控量,可将含有交流电压系数矩阵的 DFIG 有功、无功功率动态方程变换为与交变电压无关的常系数动态方程,简化了控制系统设计。

根据 GB/T 15945—2008《电能质量 电力系统频率偏差》可知,一般情况下电力系统频率允许范围在 50 ± 0.2 Hz 间。因此,可用额定频率 $\omega_1 = 100\pi$ rad/s 替代式(18)中的电网实际角频率 ω_g ,则 DFIG 转子滑差角频率可表示为 $\omega_{sl} = \omega_1 - \omega_r$ 。DFIG 有功、无功功率误差可分别表示为

$$\begin{cases} e_p = P_{ref} - P \\ e_q = Q_{ref} - Q \end{cases} \quad (19)$$

式中: P_{ref} 和 Q_{ref} 分别为有功、无功功率的指令。

为了消除式(18)中的功率解耦项,可引入功率解耦项进行前馈补偿,则 DFIG 有功、无功功率励磁电压可表示为

$$\begin{cases} u_p = \underbrace{\frac{2\omega_1}{3\omega_{sl}} v_p}_{\text{反馈项}} + \underbrace{\frac{2\omega_1 \sigma L_r L_s}{3L_m} Q}_{\text{前馈项}} \\ u_q = \underbrace{\frac{2\omega_1}{3\omega_{sl}} v_q}_{\text{反馈项}} - \underbrace{\frac{2\omega_1 \sigma L_r L_s}{3L_m} P}_{\text{前馈项}} \end{cases} \quad (20)$$

式中: v_p 和 v_q 分别有功、无功功率的反馈项。

由于 DFIG 输出功率表现为与电网频率无关的直流量形式,因此为了消除静态误差、实现无差跟踪,可采用 PI 调节器作为功率调节器,则式(20)中的有功、无功功率反馈项可表示为

$$\begin{cases} v_p = k_{pp} \cdot e_p + k_{pi} \int_0^t e_p(\tau) d\tau \\ v_q = k_{qp} \cdot e_q + k_{qi} \int_0^t e_q(\tau) d\tau \end{cases} \quad (21)$$

式中: k_{pp} 、 k_{pi} 为有功功率 PI 调节器的比例、积分系数; k_{qp} 、 k_{qi} 为无功功率 PI 调节器的比例、积分系数。

因此,将式(20)、式(21)代入式(18),则有:

— 60 —

$$\begin{cases} \frac{\sigma L_r L_s}{L_m} \frac{d}{dt} e_p = -k_{pp} \cdot e_p - k_{pi} \int_0^t e_p(\tau) d\tau \\ \frac{\sigma L_r L_s}{L_m} \frac{d}{dt} e_q = -k_{qp} \cdot e_q - k_{qi} \int_0^t e_q(\tau) d\tau \end{cases} \quad (22)$$

根据式(22),DFIG 定子有功、无功功率误差的动态方程可表示为

$$\frac{\sigma L_r L_s}{L_m} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} e_p \\ m_p \\ e_q \\ m_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -k_{pp} & -k_{pi} & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -k_{qp} & -k_{qi} \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_p \\ m_p \\ e_q \\ m_q \end{bmatrix} \quad (23)$$

式中: m_p 、 m_q 为状态变量,

$$\frac{\sigma L_r L_s}{L_m} \frac{d}{dt} m_p = e_p, \quad \frac{\sigma L_r L_s}{L_m} \frac{d}{dt} m_q = e_q。$$

可知,在有功、无功功率 PI 调节器比例、积分系数均为正数的条件下,式(23)的特征根均位于 s 平面的左半平面内,则可证明整个控制系统始终是稳定的。

根据式(17),在两相静止坐标系中,DFIG 定子励磁电压可表示为

$$\begin{cases} u_{r\alpha} = \frac{L_r}{L_m} u_{s\alpha} - \frac{u_{s\alpha} u_p + u_{s\beta} u_q}{U_{sm}^2} \\ u_{r\beta} = \frac{L_r}{L_m} u_{s\beta} - \frac{u_{s\beta} u_p - u_{s\alpha} u_q}{U_{sm}^2} \end{cases} \quad (24)$$

在两相转子静止坐标系中,即以转子电角频率旋转的两相坐标系,DFIG 转子励磁电压可写为

$$\begin{cases} u_{r\alpha} = u_{r\alpha} \cos\theta_r + u_{r\beta} \sin\theta_r \\ u_{r\beta} = u_{r\beta} \cos\theta_r - u_{r\alpha} \sin\theta_r \end{cases} \quad (25)$$

式中: $u_{r\alpha}$ 、 $u_{r\beta}$ 为两相转子静止坐标系中转子励磁电压; θ_r 为 DFIG 转子位置角。

图 2 给出了 DFIG 无锁相环 DPC 框图。根据式(25)的转子励磁电压,采用空间矢量调制技术,即可获取控制机侧变流器所需的开关信号,实现对 DFIG 机侧变流器的有效控制。可见,整个控制策略实施于两相静止坐标系中,不依赖于锁相环与旋转坐标变换。同时,由于 DFIG 输出有

功、无功功率为与频率无关的直流量形式,则所提出的无锁相环 DPC 在频率偏差下仍可实现有功、无功功率的解耦控制,具有良好的频率适应性。

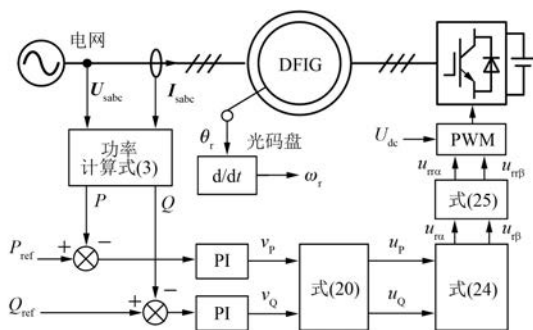


图 2 DFIG 无锁相环 DPC 框图

3 试验验证

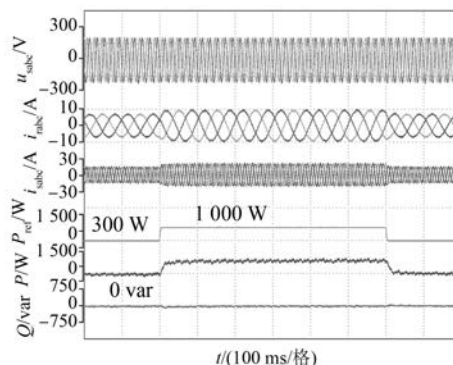
为了验证本文所提出的 DFIG 无锁相环 DPC 策略的有效性与频率适应性,在小容量 1 kW DFIG 试验平台进行验证。DFIG 参数如表 1 所示。在试验中,DFIG 由与其同轴相连并采用变频器控制的异步电机驱动,利用可编程电源 Chroma61704 模拟电网,利用 TI TMS320F28335 DSP 控制 DFIG 的机侧变流器,开关频率为 10 kHz,采用直流电压源代替网侧变流器以维持母线电压平稳,并采用横河 DL750 录波仪采集试验波形。

表 1 DFIG 参数

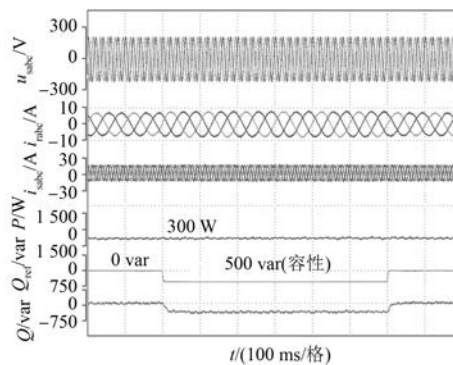
参数名称	参数值	参数名称	参数值
额定功率/kW	1.0	定子电阻/ Ω	1.01
额定电压/V	110	转子电阻/ Ω	0.88
互感/mH	90.1	定子漏感/mH	3.0
定转子匝比	0.33	转子漏感/mH	3.0

图3给出了在电网频率为50 Hz时DFIG电机有功、无功功率阶跃的试验结果。在试验中,DFIG电机转速为800 r/min。图3(a)中,DFIG定子输出有功功率由300 W阶跃至1 000 W,并在600 ms后降至300 W,在此期间,DFIG定子无功功率固定为0,维持单位功率因数运行。图3(b)中,DFIG定子无功功率由0阶跃至500 var(容性),并在600 ms后降至0,在此期间,DFIG定子有功功率输出固定为300 W。可见,在DFIG定子有功、无功功率阶跃时,所提DFIG无锁相环DPC

可在 20 ms 内实现对有功、无功功率阶跃指令的快速跟踪,并且有功、无功功率阶跃不会产生相互耦合影响。因此,本文所提无锁相环 DPC 将确保功率对其指令的快速无差跟踪与独立解耦控制。



(a) 有功功率阶跃响应



(b) 无功功率阶跃响应

图3 额定电网频率下DFIG电机功率阶跃试验结果

为了验证频率偏差下 DFIG 无锁相环 DPC 的效果,在试验中设置-2 Hz 的稳态频率偏差,即电网频率为 48 Hz,具体试验结果如图 4 所示。为了对比电网电压频率偏差下无锁相环 DPC 效果,图 4 中 DFIG 运行转速、功率阶跃条件与图 3 相同。然而,由于电网频率偏差,则 DFIG 电机滑差率降低为 0.167 (亚同步),转子电流将表现为 8 Hz 交流信号形式。在 48 Hz 频率偏差下,由于 DFIG 输出功率与频率无关,仍表现为直流量形式,则通过无锁相环 DPC 的 PI 调节器仍可实现有功、无功功率的解耦控制以及功率阶跃的快速无差跟踪。试验结果证明了无锁相环 DPC 具有快速的跟踪能力与频率适应性。

图5给出了在电网频率偏差下DFIG电机转速变化的试验结果。在试验中,电网频率设定为48 Hz,DFIG电机定子有功、无功功率分别固定为

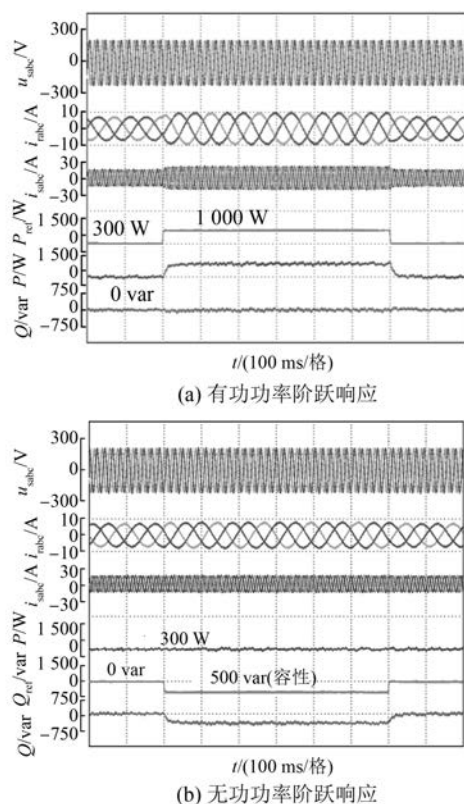


图4 电网频率偏差下DFIG电机功率阶跃试验结果

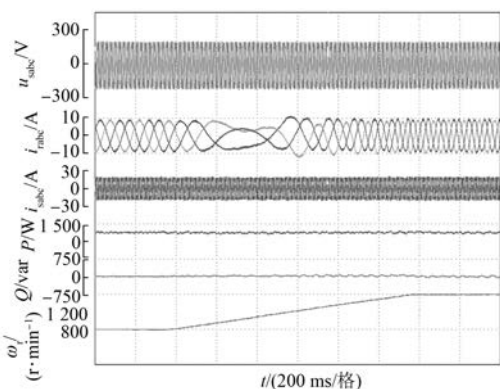


图5 电网偏差下DFIG电机转速变化试验结果

1 000、0 W,电机转速从800 r/min(亚同步)变化为1 200 r/min(超同步)。可见,在DFIG电机转速变化期间,DFIG转子电流频率由8 Hz变化为12 Hz,DFIG定子有功、无功功率保持稳定,整个过渡过程功率平滑无冲击。因此,试验结果证明了无锁相环DPC在转速变化期间保持良好的动态响应能力。

可见,在功率阶跃、频率偏差、转速变化下,所

提DFIG无锁相环DPC仍可实现对有功、无功功率的有效控制,具有良好的动态响应与频率适应性。

4 结 语

本文提出了基于两相静止坐标系条件下的DFIG无锁相环DPC策略。通过DFIG有功、无功励磁电压2个可控变量的设置,可将含交变电压矩阵系数的DFIG定子有功、无功功率动态方程转换为常系数方程,简化了控制系统设计,解决了在两相静止坐标系中DFIG定子有功、无功功率存在交变电压矩阵系数的问题。然后,利用线性PI调节器,即可实现对DFIG定子有功、无功电压的独立解耦控制。最后,试验结果验证了所提出的DFIG无锁相环DPC策略具有良好的动态响应与频率适应能力。

【参考文献】

- [1] 程鹏,马静,李庆,等.风电机组电网友好型控制技术要点及展望[J].中国电机工程学报,2020,40(2): 456.
- [2] BLAABJERG F, MA K. Wind energy systems [J]. Proceedings of the IEEE, 2017, 105(11): 2116.
- [3] 邹赞,王维庆,王海云.基于SVG的双馈风电场电压稳定控制策略研究[J].电机与控制应用,2018,45(7): 116.
- [4] 张冲,王伟胜,何国庆,等.基于序阻抗的直驱风电场次同步振荡分析与锁相环参数优化设计[J].中国电机工程学报,2017,37(23): 6757.
- [5] RAZALI A M, RAHMAN M A, GEORGE G, et al. Analysis and design of new switching lookup table for virtual flux direct power control of grid-connected three-phase PWM AC-DC converter[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2015, 51(2): 1189.
- [6] 赵梅花,郑鹏,孙南海,等.DFIG机侧变换器DPC策略比较研究[J].电机与控制应用,2017,44(10): 53.
- [7] 谢震,牛立凡,张兴,等.不平衡电网电压下双馈发电机多目标模型预测控制[J].中国电机工程学报,2019,39(13): 3917.
- [8] 张兰红,冯宝刚,焦静静,等.一种单相光伏并网逆变器改进预测电流控制算法[J].电机与控制应用,2018,45(9): 34.

(下转第81页)