

双馈风力发电机组PQ解耦控制系统研究

分析了双馈风力发电变速恒频系统双PWM变换器及发电机的动态数学模型,电压矢量定向双环控制策略,推导了电流内环前馈解耦公式。基于Matlab仿真平台,建立了9 MW双馈发电系统仿真模型。实验结果表明,通过PQ解耦实现了最大有功功率跟踪,吞吐无功功率抑制电压波动,进相运行提高暂态稳定性等。

汪小青/浙江大学电气工程学院 赵艺婷/重庆大学电气工程学院 赵艳旭/中国矿业大学电气与动力工程学院 杜诗瑶/国网重庆市电力公司永川供电分公司 傅琪雯/国网重庆市电力公司彭水供电分公司

0 引言

目前,再生清洁能源风能成为研究热点。双馈风力发电机在发电能力、整机可靠性、经济性和环境适应能力等方面都大大优越于其他机组。分析了双馈发电机变速恒频系统数学模型及其控制策略,推导了PQ解耦机理。利用Matlab仿真技术进行了相关实验。实验结果表明,系统具备最大风能捕获,吞吐无功功率抑制电压波动,进相运行提高暂态稳定性等功能。

1 DFIG基本工作原理

双馈发电机的本质是一种绕线式异步发电机,运行时定子侧直接接三相工频电,转子侧通过背靠背式双PWM变换器与电网相连,接入所需低频电流。双PWM变换器的结构是由网侧变换器GCS和转子侧变换器RCS通过中间的滤波储能电容和直流母线连接构成。发电机向电网输出的总功率 P_g 由定子侧输出功率 P_s

和转子侧通过换流器输出的转差功率 P_g 组成^[1]。其结构如图1所示。

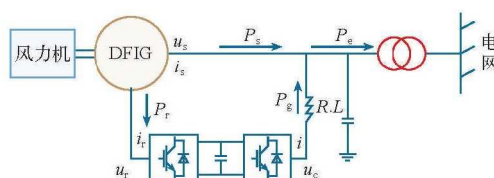


图1 双馈风力发电系统结构图

设发电机极对数为 p ,定子侧电压是频率为 f_1 的对称三相电网电压,从而产生同步转速为 $n_1 = 60f_1/p$ 的旋转磁场,同理转子侧通过双PWM变换器施以频率为 f_2 的三相对称电流产生旋转速度为 $n_2 = 60f_2/p$ 的旋转磁场, n 为发电机转子本身的旋转速度。则双馈风力发电机的转差率 $s = (n_1 - n)/n_1$,转子绕组内通入的电流频率应为 $f_2 = pn_2/60 = fs$,因此只要维持 $n \pm n_2 = n_1$ 为常数,就能保证定子绕组中维持恒频电势不变。双馈风力发电系统通过双PWM变换器调节转子励磁,实现转速的动态调节($s \in (-0.3, 0.3)$),控制其定子电压频率恒定,实现变速恒频运行、最大功能捕捉等^[2]。

当DFIG运行在亚同步状态时 $n < n_1$,转差功率 P_g 为正表示转子绕组从励磁电源吸收电功率。当DFIG运行在超同步状态时 $n > n_1$,转差功率 P_g 为负,除了提供转子绕组的功率损耗,还有一部分功率通过转子绕组回馈给励磁电源。当DFIG运行在同步状态时 $n = n_1$,转差功率 P_g 为零,这表明此时通入转子绕组的电流是直流电流,与普通的同步电机一样。



汪小青/硕士研究生

关键词/Keywords

双馈风力发电 ·
变速恒频 ·
电压定向矢量控制 ·
PQ解耦 ·

江苏省省级大学生创新创业训练计划(项目编号:201610290058X)。

2 双PWM变换器双馈发电机变速恒频系统

2.1 网侧变换器数学模型及控制策略

假设电网三相电压对称、稳定且不计器件换相的时间,转子网侧变换器经过Park变换^[3-4]之后可得出其在同步旋转坐标系下的模型为

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = -Ri_d + \omega Li_q + u_{sd} - u_{cd} \\ L \frac{di_q}{dt} = -Ri_q + \omega Li_d + u_{sq} - u_{cq} \end{cases} \quad (1)$$

式中, u 、 i 、 L 、 R 和 ω 分别为瞬时电压、电流、网侧电感、电阻及电网基波角频率,下标s、c、 d 和 q 分别为电网侧、变换器交流侧和 dq 坐标系下的分量。

采用电压矢量定向控制,电网电压矢量定向于 d 轴,即 $u_{sd} = |u_{sa}|$, $u_{sq} = 0$,通过Park变换将交流量转换至与电网基波频率同步旋转的 dq 坐标系中的直流量,根据瞬时功率理论得到转子变换器网侧有功功率和无功功率 P_g 、 Q_g ,即

$$\begin{cases} P_g = \frac{3}{2}(u_{sd}i_d + u_{sq}i_q) = \frac{3}{2}u_{sd}i_d \\ Q_g = \frac{3}{2}(u_{sq}i_d - u_{sd}i_q) = -\frac{3}{2}u_{sd}i_q \end{cases} \quad (2)$$

式(2)表明,有功功率和无功功率的控制可分别通过对 i_d 、 i_q 的控制来实现,从而实现了PQ解耦。

由式(1)拉氏变换得

$$\begin{pmatrix} U_{cd} \\ U_{cq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Ls+R & -\omega L \\ \omega L & Ls+R \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} U_{sd} \\ U_{sq} \end{pmatrix} \quad (3)$$

式(3)表明, I_d 和 I_q 之间存在相互耦合,因此有必要引入前馈解耦。设计前馈解耦器,令

$$\begin{cases} U_{cd} = -(K_{ps} + \frac{K_{is}}{s})(I_{dref} - I_d) + \omega LI_q + U_{sd} \\ U_{cq} = -(K_{ps} + \frac{K_{is}}{s})(I_{qref} - I_q) - \omega LI_d + U_{sq} \end{cases} \quad (4)$$

式中, K_{ps} 、 K_{is} 分别为网侧PWM变换器电流内环PI控制器比例系数和积分时间常数; I_{dref} 、 I_{qref} 为电流给定。

综合式(3)、式(4)可得

$$\begin{cases} (K_{ps} + \frac{K_{is}}{s})(I_{dref} - I_d) = (Ls+R)I_d \\ (K_{ps} + \frac{K_{is}}{s})(I_{qref} - I_q) = (Ls+R)I_q \end{cases} \quad (5)$$

由式(5)可知,经过电流解耦控制后,控制 d 、 q 轴成为两个独立的闭环。控制 I_{dref} 、 I_{qref} 即可实现换流器有功功率和无功功率的控制,这便完成了对于内环电流控制器的设计^[4-6]。式(4)、式(5)表示的网侧交流输入端基波相电压的指令值 U_{cd} 、 U_{cq} 已完全解耦,如图2a所示。图2b为简化后电流环控制模型。

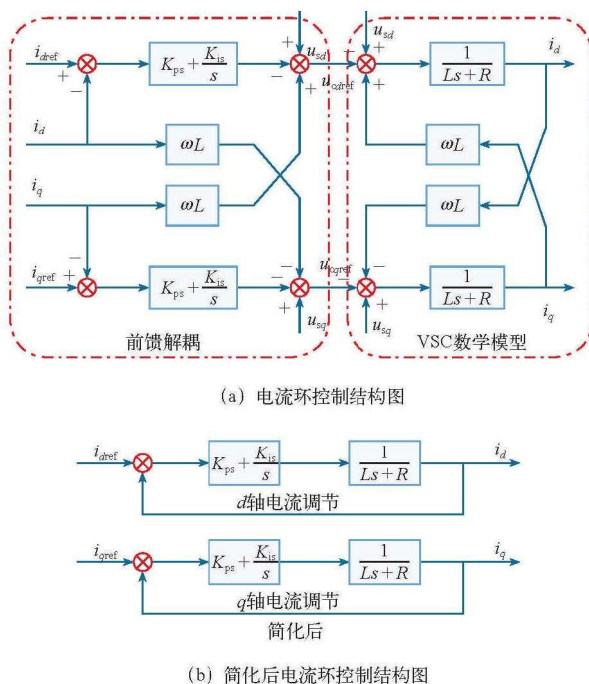


图2 网侧换流器电流内环控制简化前、后框图

外环控制器设计如下。当换流器交直流两侧功率不平衡时会引起电容充电或放电,从而造成直流电压波动,因此采用定直流电压控制器,将直流指令电压 U_{dref} 与 U_{dc} 的偏差值送入PI控制器即得到有功参考电流 I_{dref} 。由于网侧功率因数设为1,则无功功率为零,使 $I_{qref} = 0$ 。 i_{dref} 、 i_{qref} 与 i_d 、 i_q 送入PI调节器由式(4)得到 u_{sd} 、 u_{sq} 。最后经过 $dq \rightarrow \alpha\beta$ 变换,得到所需要的控制信号 u_{sa} 、 u_{sb} ,通过SVPWM模块产生控制网侧变流器的驱动信号^[7-8]。

2.2 机侧变换器DFIG数学模型及控制策略

在双馈风力发电系统中，发电机的定子直接连接到电网，这保证了其定子侧电压和频率为常数，因此可以对DFIG采取如图3所示的定子电压定向的矢量控制，将 q 轴定位在定子电压空间矢量上，忽略定子电阻后，定子磁链定位在 d 轴，矢量角 θ_s 是 d 轴相对与定子坐标系 α_s 的角度，转子位置角 θ_r 为转子坐标系 α_r 相对于定子坐标系 α_s 的角度，则 d 轴与转子位置角之间的转差角即Park变换角 $\theta = \theta_s - \theta_r$ ^[8]。双馈发电机的动态数学模型经过Park变换，忽略定子电阻后，可得定子侧电压方程为

$$\begin{cases} u_{sd} = 0 \\ u_{sq} = \omega_s \Psi_s \end{cases} \quad (6)$$

定子侧磁链方程为

$$\begin{cases} \Psi_{sd} = i_{sd} + L_m i_{rd} \\ 0 = i_{sq} + L_m i_{rq} \end{cases} \quad (7)$$

转子侧电压方程式为

$$\begin{cases} u_{rd} = R_r i_{rd} - \omega_r \Psi_{rq} + \frac{d}{dt} \Psi_{rd} \\ u_{rq} = R_r i_{rq} + \omega_r \Psi_{rd} + \frac{d}{dt} \Psi_{rq} \end{cases} \quad (8)$$

转子侧磁链为

$$\begin{cases} \Psi_{rd} = (L_r - L_m^2 / L_s) i_{rd} + \frac{L_m}{L_s} \Psi_{sd} = \sigma L_r i_{rd} + \frac{L_m}{L_s} \Psi_{sd} \\ \Psi_{rq} = (L_r - L_m^2 / L_s) i_{rq} = \sigma L_r i_{rq} \end{cases} \quad (9)$$

式中， $\sigma = 1 - L_m^2 / (L_s L_r)$ ，为漏电感系数。

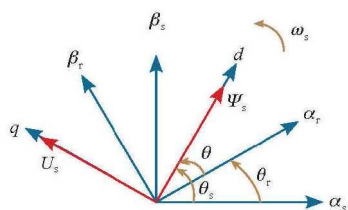


图3 机侧定子电压定向矢量图

综合式(8)、式(9)，由于电网电压值恒定， Ψ_{sd} 的导数为零，得

$$\begin{cases} u_{rd} = R_r i_{rd} - \omega_r \sigma L_r i_{rq} + \sigma L_r \frac{d}{dt} i_{rd} \\ u_{rq} = R_r i_{rd} + \omega_r \sigma L_r i_{rd} + \sigma L_r \frac{d}{dt} i_{rq} + \omega_r \frac{L_m}{L_s} \Psi_{sd} \end{cases} \quad (10)$$

式(6)~式(10)中， u 、 i 、 Ψ 、 R 、 L 和 ω 分别为发电机电压、电流、磁链、电阻、电感和角速度，下标 s 、 r 、 d 和 q 分别为定子、转子和 dq 坐标系下的分量。

基于瞬时功率理论并结合式(6)、式(7)得发电机发出的有功功率 P_s 和无功功率 Q_s ，即

$$\begin{cases} P_s = -\frac{3L_m}{2L_s} u_{sq} i_{rq} \\ Q_s = \frac{3u_s^2}{2\omega_s L_s} - \frac{3L_m}{2L_s} u_{sq} i_{rd} \end{cases} \quad (11)$$

式(11)表明， P_s 、 Q_s 的控制可分别通过对 i_{rd} 和 i_{rq} 的控制来实现，实现 PQ 解耦。

式(10)拉氏变换得到

$$\begin{pmatrix} U_{rd} \\ U_{rq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_r + s\sigma L_r & -\omega_r \sigma L_r \\ \omega_r \sigma L_r & R_r + s\sigma L_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \omega_r \frac{L_m}{L_s} \Psi_{sd} \end{pmatrix} \quad (12)$$

从式(12)可以看出， I_{rd} 、 I_{sd} 存在耦合交叉项，其中， $\omega_r L_m \Psi_{sd} / L_s$ 是一个与控制环无关的扰动，又因为它是常数，通过控制器补偿，设计前馈解耦如下。

设计解耦的补偿项

$$\begin{cases} U_{rd} = (I_{rdref} - I_{rd})(K_{pr} + \frac{K_{ir}}{s}) - \omega_r \sigma L_r i_{rq} \\ U_{rq} = (I_{rqref} - I_{rq})(K_{pr} + \frac{K_{ir}}{s}) + \omega_r \sigma L_r i_{rd} + \omega_r \frac{L_r}{L_s} \Psi_{sd} \end{cases} \quad (13)$$

将式(13)代入式(12)得

$$\begin{cases} (I_{rdref} - I_{rd})(K_{pr} + \frac{K_{ir}}{s}) = (R_r + s\sigma L_r) I_{rd} \\ (I_{rqref} - I_{rq})(K_{pr} + \frac{K_{ir}}{s}) = (R_r + s\sigma L_r) I_{rq} \end{cases} \quad (14)$$

式(13)、式(14)表明，机侧交流输入端基波相电压的指令值 U_{rd} 、 U_{rq} 已完全解耦，如图4a所示。图4b为简化后电流环控制模型。

DFIG机侧变换器控制策略如图5所示。外环控制由转子侧通过MPPT模块获得最佳有功功率 P_{sref} ，式(11)计算出给定的 i_{rdref} ，通过 Q_{sref} 与 Q 之间的差值经过PI调节器给定 i_{rqref} ，然后将给定的 i_{rdref} 、 i_{rqref} 与 i_{rd} 和 i_{rq} 实测值之间的偏差送入PI调

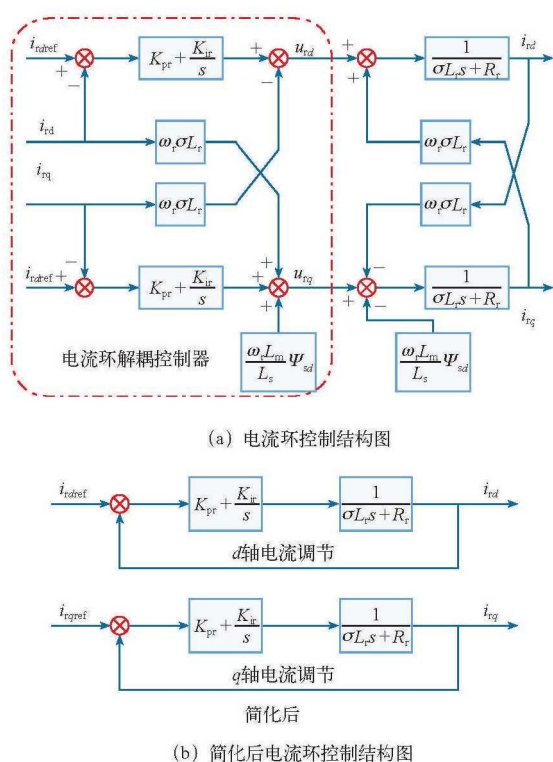


图4 机侧变换器电流内环控制简化前后对比框图

节器,由式(13)得到 u_{rd} 、 u_{rq} 。最后经过 $dq \rightarrow \alpha\beta$ 变换,得到需要的控制信号 $u_{r\alpha}$ 、 $u_{r\beta}$ ^[7-8],通过SVPWM模块产生控制机侧变换器的驱动信号。

3 Matlab/Simulink仿真实验

基于Matlab仿真平台,建立了9 MW双馈系统的仿真,如图6所示。该系统由六个1.5 MW的发电机组成的9 MW风电场连接到25 kV/575 V变压器低

压侧,通过30 km的输电线及120 kV/25 kV变压器给120 kV电网供电。一个工厂负荷(用一个1.68 MW的感应电动机和一个200 kW的电阻负载模拟),连接在距离风电场10 km处的25 kV母线节点B25处。发电机参数:功率为1.5 MW,电压为575 V,频率为60 Hz,定子电阻为0.007 06 (pu),定子电感为0.171 (pu),励磁电感为2.9 (pu),转子电阻为0.005 (pu),转子电感为0.156 (pu)。

3.1 最大风能捕获

为了反映发电机组三种运行状态,即次同步运行、同步运行和超同步运行,采用阶跃风速模型对双馈风力发电机组进行了仿真研究,在5 s以前风速为10 m/s,5 s时降低到8 m/s,在15 s时风速再次跳跃到12 m/s。无功功率设为零,仿真结果如图7所示。

图7a为发电机定子侧有功功率、无功功率和转速波形,变换器直流电压波形。图7b为发电机定子电流和转子电流。转速波形显示风电机组的转速及时随风速的变化而调节,从超同步运行工况(转速>1 (pu))到同步(转速=1 (pu))到亚同步(转速<1 (pu))工况、再从亚同步工况转换到同步到超同步工况,发电机定子电流的频率为恒频即变速恒频发电,定子电流幅值,有功功率及时随风速的变化而调节,实现最大风能捕获^[9]。无功功率设为零,功率因数始终为1,直流母线电压保持稳定的1 200 V。对转子电流波形分析,转

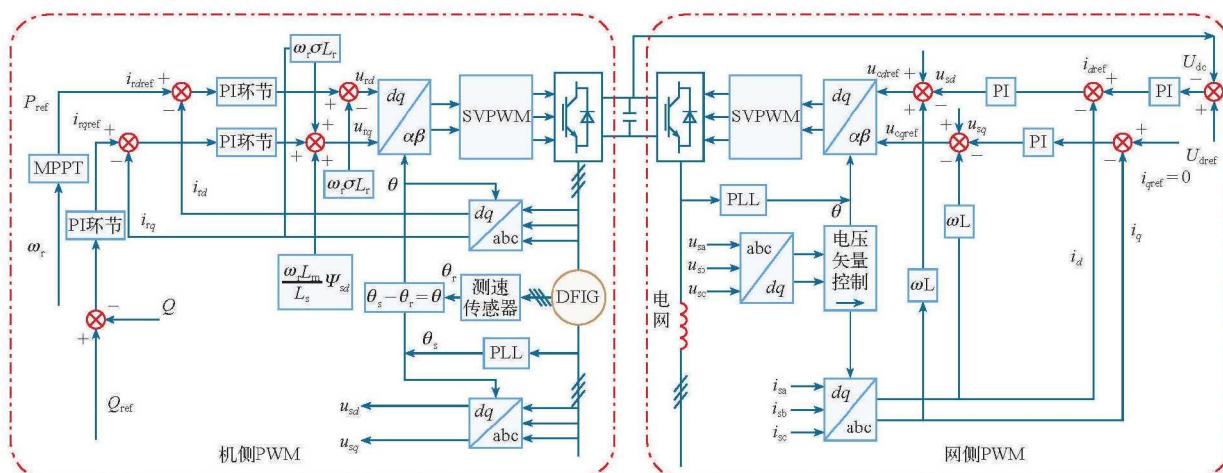


图5 双PWM变换器电压定向矢量控制图

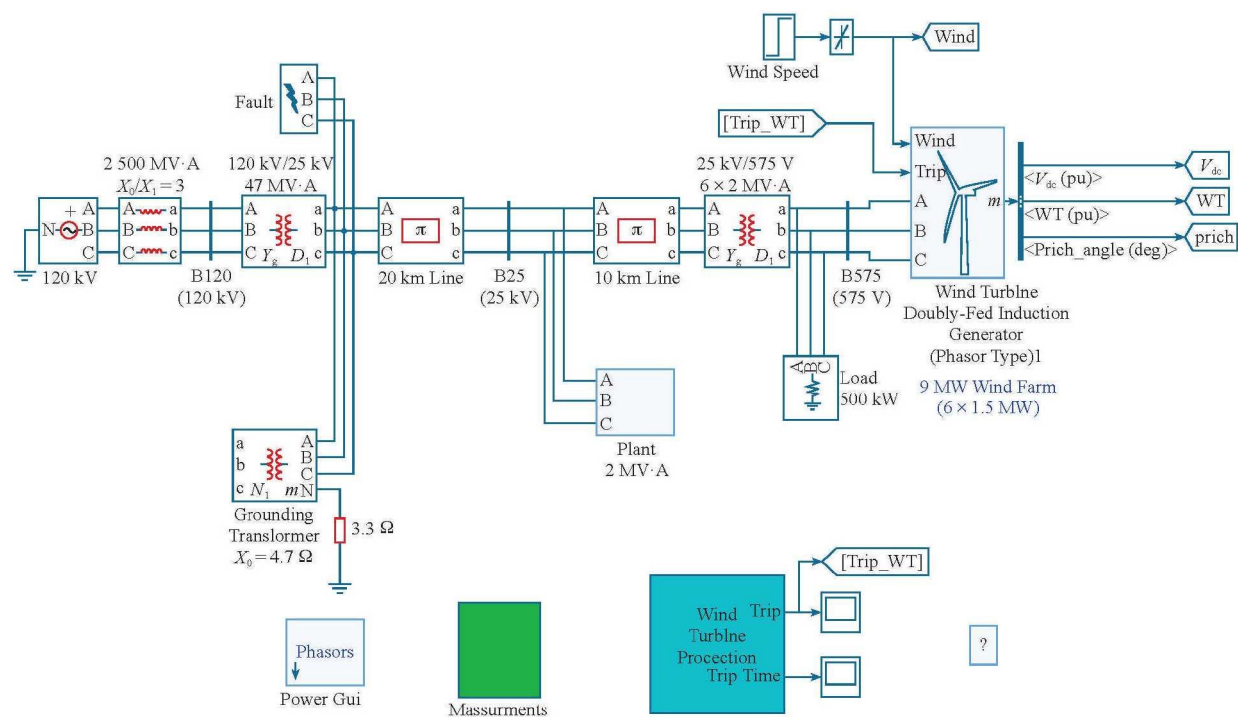
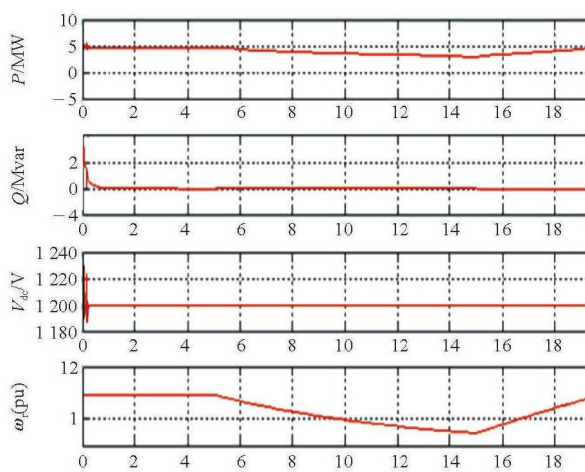
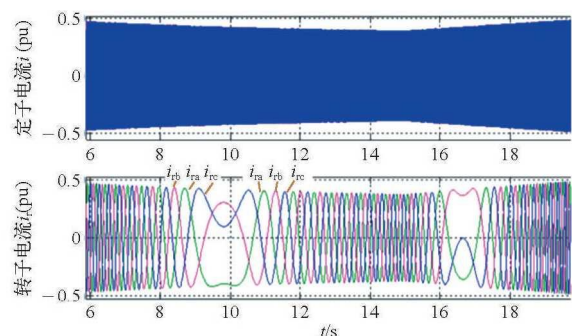


图6 9 MW双馈风力发电系统仿真图



(a) 有功功率, 无功功率, 直流母线电压, 转速波形



(b) 定子电流和转子电流波形

图7 风速变化时各物理量波形图

子电流频率 f_2 随转速变化而且电流相序也变化。由于转子电流频率 f_2 与定子电流频率 f_1 满足关系式 $f_2 = pn_2/60 = f_1s$ (n_2 为转子磁场相对于转子的转速), 所以 f_2 随转差相应调节。当DFIG工作在超同步状态, $s \leq 0$ (0~9 s), 转子电流相序为: i_{rb} 超前 i_{ra} 超前 i_{rc} , 转子旋转磁场与转子转向相反, 但转子旋转磁场相对定子为同步速, 即 $60f_2/p + n = n_1s + n = n_1$; 当DFIG工作在同步状态 (9~11 s) 时, 直流励磁电流提供给发电机转子; 当工作在亚同步状态, $s \geq 0$ (11~16 s) 时, 转子电流相序为: i_{ra} 超前 i_{rb} 超前 i_{rc} , 图7b中可见a相与b相相序调整, 转子旋转磁场与转子转向相同, 但转子旋转磁场相对定子仍为同步速, 即 $60f_2/p + n = n_1s + n = n_1$, 否则不能实现机电能量转换。说明双馈风力发电系统能够异步化同步发电实现最大风能捕获且功率因数为1。

3.2 吞吐无功功率抑制电压波动

电压稳定性问题是影响电网质量的一大因素。节点母线电压和无功功率是强相关的。在试验中模拟了三相电压同时对称跌落 (升高) 的情况, 0.4 s 时分别使图6中120 kV电网电压值由1 (pu) 升高或降

低, 观察该系统在高电压 ($V=1.2$ (pu)) 和低电压 ($V=0.8$ (pu)) 时DFIG处 (图6中B575) 的电压, 并分别在0.6 s时设定无功功率, 对比前后变化。图8为无功补偿对电压波动 (三相电压对称, 图8中只显示了A相电压) 的影响。

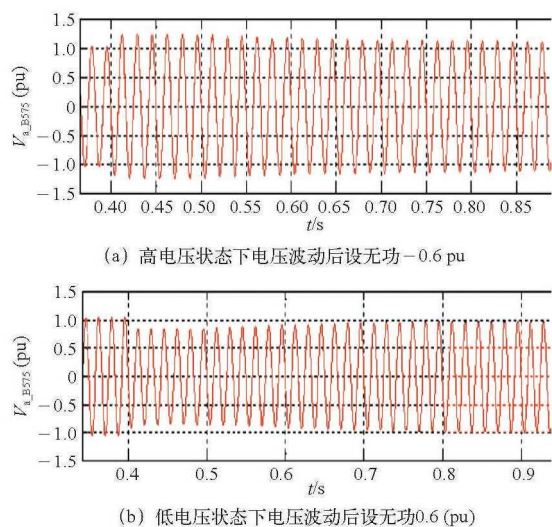


图8 无功补偿对电压波动的影响

由图8a高电压状态下设定无功 $Q=-0.6$ (pu) (进相运行) 仿真波形可知, 120 kV电网电压值升高1.2 (pu), 若发电机发出超前的无功功率, 可以在若干个周波时间内将双馈风力发电机交流母线电压降低至1.1 (pu), 抑制了电压升高。由图8b低电压状态下设定无功 $Q=0.6$ (pu) (滞相运行) 仿真波形可知, 120 kV电源电压降低0.8 (pu)后, 此时若发电机发出滞后无功功率0.6 (pu), 可以在若干个周波时间内使双馈风力发电机交流母线电压升高到0.9 (pu), 抑制了电压降低。仿真过程中风速不变为10 m/s, 有功输出不变。可见通过PQ解耦实现控制双馈风力发电系统吞吐无功功率, 从而抑制电压波动^[10], 说明双馈发电系统除了发出有功功率, 还可以作为旋转的无功补偿器STACOM备用, 独立控制无功功率改善节点电压质量。

3.3 进相运行暂态稳定仿真实验

传统同步发电机由于电站因无功过剩而出现的持续工频过电压, 需要进相运行时, 因为是直流励磁, 只能调节励磁电流幅值, 功角 δ 就会增大, 接近 90° 电角度降低发电机及电力系统稳定

性。而双馈发电机较之普通同步发电机的一个显著优点就是在进相运行时, 由于交流励磁电流的幅值、相位和频率可以调节 (增加了励磁控制的自由度, 特别是相位可调), 这就改变了转子励磁磁场和气隙合成磁场之间的空间电角度, 即功角 δ , 使之减小在稳定运行区域内, 从而避免发电机的失稳^[11-12]。实验中, 设置 $Q=-0.2$ (pu) (进相运行), 并在30 km传输线远处 (见图6) 30 s时A相发生对地短路故障, 30.15 s时恢复。此动态过程中双馈电机发出有功功率 P 及无功功率 Q , 如图9所示。从仿真结果可以看出, 在系统进相运行且有远端扰动情况下, 双馈风力发电系统中的有功、无功功率虽有暂态的低频振荡, 但能够在1~2个振荡周波后迅速趋于稳定, 动态品质优良。说明通过PQ解耦控制的双馈发电机具备超越传统同步发电机的性能, 即深度吸收无功功率进相运行, 解决因无功过剩而出现的风电站持续工频过电压, 提高了设备运行的安全性和稳定性。

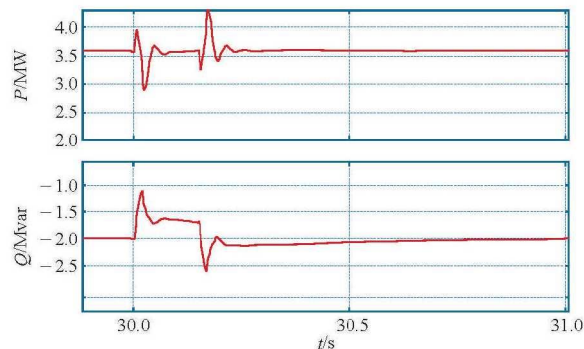


图9 加远端扰动时发电机有功、无功功率波形

4 结束语

分析了双馈风力发电系统双PWM变换器、发电机数学模型及其控制策略。Matlab仿真实验结果表明, DFIG系统通过PQ解耦实现了最大功率发电、吞吐无功功率抑制电压波动以及进相运行提高暂态稳定性等。

参考文献

- [1] 李发海, 朱东起. 电机学 [M]. 北京: 科学出版社, 2007.

(下转第66页)

- 皇岛：燕山大学，2012.
- [23] 姚志鸿. 倍流整流式不对称半桥变换器的研究 [D]. 西安：西安理工大学，2015.
- [24] Al-Atrash H, Tian F, Batarseh I. Tri-modal half-bridge converter topology for three-port interface [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22 (1) : 341-345.
- [25] Hu Y, Xiao W, Cao W, et al. Three-port DC-DC converter for stand-alone photovoltaic systems [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30 (6) : 3068-3076.
- [26] Nejabatkhah F, Danyali S, Hosseini S H, et al. Modeling and control of a new three-input DC-DC boost converter for hybrid PV/FC/battery power system [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27 (5) : 2309-2324.
- [27] 葛超铭, 李少纲. 风光互补发电系统MPPT及其逆变电源控制的研究 [J]. 电工电气, 2013 (2) : 6-9.
- [28] 廉世军, 武建文, 张路明, 等. 基于BTM7752G芯片的智能型电动操作机构控制器的研制 [J]. 电工电气, 2014 (12) : 31-34.
- [29] 吴威, 张吉, 崔琛, 等. 双模式风光互补发电系统结构研究 [J]. 电工电气, 2012 (6) : 5-7.
- [30] 沈建良. ATmega128 单片机入门与提高 [M]. 北京：北京航空航天大学出版社，2009.
- (收稿日期：2017-05-08) **EA**

- (上接第59页)
- [2] 应黎明, 陈允平, 陈明榜. 异步化同步发电机转子励磁的模糊PID控制 [J]. 中国电机工程学报, 2006, 26 (17) : 163-168.
- [3] 邹旭东. 变速恒频交流励磁双馈风力发电系统及其控制技术研究 [D]. 武汉：华中科技大学，2005.
- [4] 刘晋. 双馈风力发电系统控制策略研究 [D]. 北京：华北电力大学，2014.
- [5] Padiyar K R, Prabhu N. Analysis of subsynchronous resonance with three level twelve-pulse VSC based SSSC [C]. Conference on Convergent Technologies for Asia-Pacific Region, 2003 (1) : 76-80.
- [6] 滕本科. 向无源网络供电的VSC-HVDC电压质量的研究 [D]. 长沙：长沙理工大学，2013.
- [7] Abad Gonzalo, López Jesús Lopez, Rodriguez Miguel A, et al. 双馈感应电机在风力发电中的建模与控制 [M]. 胡家兵, 迟永宁, 汤海雁, 译. 北京：机械工业出版社，2014.
- [8] Wu Bin, Lang Yongqiang, Navid Zargari, et al. 风力发电系统的功率变换与控制 [M]. 卫三民, 周京华, 等译. 北京：机械工业出版社，2012.
- [9] 马祎炜, 俞俊杰, 吴国祥, 等. 双馈风力发电系统最大功率点跟踪控制策略 [J]. 电工技术学报, 2009 (4) : 202-208.
- [10] 陆明智, 董功俊. 发电机进相运行研究与分析 [J]. 华东电力, 2001, 24 (4) : 15-17, 53.
- [11] 张为杰. 交流励磁电机发展前景 [J]. 大电机技术, 1992 (5) : 1-6.
- [12] 杨顺昌, 廖勇, 李辉, 等. 异步化同步发电机 [M]. 北京：科学出版社，2009.
- (收稿日期：2017-04-10) **EA**