

不平衡电网下基于预测电流控制的双馈风电变流器协同控制技术

盛建科¹, 年珩², 於妮颀², 余岳¹, 胡佑群¹, 王新泽¹

(1. 南车株洲电力机车研究所有限公司, 湖南 株洲 412001; 2. 浙江大学 电气工程学院, 浙江 杭州 310027)

摘要: 基于双馈异步发电机风电系统转子侧和电网侧变流器在两相静止坐标系中的数学模型, 运用预测电流控制方法对模型进行离散化处理, 得到不平衡电网下变流器的预测电流控制算法。在此基础上针对不同的控制目标, 提出了电网不平衡条件下双馈异步发电机变流器在转子侧和网侧的协同控制策略。利用 Matlab/Simulink 平台仿真验证了所提出的控制理论的正确性和有效性。

关键词: 不平衡电网; 双馈异步发电机; 变流器; 预测电流控制; 协同控制

中图分类号: TM46; TM315

文献标识码: A

文章编号: 2095-3631(2013)03-0040-08

Coordinated Control of DFIG's Converter Under Unbalanced Grid Voltage Conditions Based on Predictive Current Control

SHENG Jian-ke¹, NIAN Heng², YU Ni-sa², SHE Yue¹, HU You-qun¹, WANG Xin-ze¹

(1. CSR Zhuzhou Institute Co., Ltd., Zhuzhou, Hunan 412001, China;

2. School of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou, Zhejiang 310027, China)

Abstract: Predictive current control(PCC) scheme of doubly-fed induction generator(DFIG) system under unbalanced power grid is obtained by discretizing the mathematical model of rotor side converter(RSC) and grid side converter(GSC) of DFIG in the two-phase stationary coordinate system with the PCC scheme. Coordination control strategy of RSC and GSC under unbalanced power grid is proposed according to different control objective. The validity and effectiveness of the proposed control method is verified by simulation results with Matlab/Simulink.

Key words: unbalanced grid voltage; doubly-fed induction generator(DFIG); converter; predictive current control(PCC); coordinated control

0 引言

近年来, 随着能源问题和环境污染的日趋严峻, 可再生能源技术特别是风力发电技术得到了长足发展, 其中基于双馈异步发电机(Doubly-fed induction generator, DFIG)的风电机组以其性能优越、成本低廉的

优点已被广泛应用^[1-2]。应用于电网三相电压平衡的理想条件下的DFIG控制技术已日渐成熟。然而, 在实际电网系统中, 因电网故障等原因会造成风电机组并网点三相电压不平衡。当电网电压出现不平衡时, 常规控制技术将使双馈异步发电机定子电流不平衡, 引起定子绕组发热不均衡, 造成输出功率和转矩两倍频波动, 当波动剧烈时甚至可能导致DFIG风电系统脱网^[3-4]。因此, 研究不平衡电网下DFIG风电系统的控制策略十分重要。

为了增强风电机组在弱电网下的运行能力, 考虑

收稿日期: 2013-02-08

作者简介: 盛建科(1970-), 男, 博士, 高级工程师, 主要从事新能源领域变流器的基础研究与产品开发工作。

电网不平衡下的DFIG运行技术得到了广泛的研究。文献[5]提出了一种正、负序分离双PI电流控制策略,将不平衡电压与电流分解成正、负序分量,再分别实行各自同步坐标系下PI控制。该方案能较好地控制正、负序电流分量,但由于正、负序分离时引入了陷波器,不仅存在一定的延时,而且负序分量的提取精度易受陷波器参数影响,导致网侧变流器的动态性能难以满足要求。文献[6]在传统的PI控制器上引入二倍频谐振控制器,增强网侧控制器在不平衡电网下的控制性能。相比于双PI控制器,比例积分谐振(Proportional integral resonant, PIR)控制策略下转子实际电流无需进行正、负序分离,但使结构更加复杂,而且对电网频率的波动非常敏感。文献[7]介绍了一种基于变结构的滑模控制策略,其使用简便、具有较强的鲁棒性和较快的响应速度,但在控制中易出现不稳定性。

预测电流控制(Predictive current control, PCC)技术作为一种新型的无差拍控制策略,具有良好的稳态和动态响应性能,文献[8]提出了应用于DFIG系统的PCC策略,通过预测得到下一个开关周期结束时转子电流和网侧变流器输出电流的参考值,然后将该电流参考值与当前采样时刻点检测到的实际电流对比,得出电流差值,进而计算出下一周期内的电压参考值,通过调制生成输出电压矢量施加在变流器上,使实际电流在下一个开关周期结束时能达到期望值,从而达到跟踪输出电流的目的。文献[9-10]主要对PCC策略应用于不平衡电网下网侧和机侧变流器控制进行了研究,但目前在不平衡电网下PCC策略应用于DFIG系统实现机侧和网侧的协同控制方面,还没有相关的研究成果。

本文将PCC控制方法应用于DFIG系统的电网侧变流器(Grid side converter, GSC)和发电机转子侧变流器(Rotor side converter, RSC)控制中,实现不平衡电网下的RSC和GSC的协同控制。与在同步旋转坐标系下实施的传统的PI和PIR等控制策略不同,本文所述的PCC控制策略是在两相静止坐标系下进行的,所以当电网出现不平衡时,PCC方法无需将转子实际电流和GSC输出电流进行正负序分解,从而简化了控制模型,并能有效避免由于锁相环误差所导致的控制偏差。最后通过建立仿真模型对所提出的PCC控制策略的有效性进行了仿真验证。

1 基于PCC的DFIG系统建模

为研究不平衡电网下DFIG系统的PCC策略,必须建立不平衡电网下DFIG系统GSC和RSC的数学模型,该

模型已在文献[3-5]中建立,本文将在在此基础上建立基于PCC的DFIG系统控制。为实现DFIG控制系统的控制目标,在不平衡电网下电流调节控制器的控制目标是确保实际电流能准确跟踪正、负序电流给定值。当电网电压出现不平衡时,电网电流在 $\alpha\beta$ 静止坐标系下含有角频率为电网电压角频率 ω_1 的正序分量和角频率为 $-\omega_1$ 的负序分量。研究中,针对电流环控制采用静止坐标系下基于电压空间矢量调制的预测电流控制策略,其作为一种类似于无差拍控制的电流控制方法,可实现在 $\alpha\beta$ 静止坐标系下同时控制正、负序电流分量,且无需对网侧电流进行正负序分离。

如图1的时序关系图所示,基于无差拍的预测电流控制方法的原理为:预测下一个开关周期的电流参考值,根据当前时刻实际电流与下一个周期参考电流的误差,计算下一个开关周期内所需作用的电压矢量值,从而确保在下一个开关周期(即功率开关的控制周期)结束时,实际电流能准确跟踪参考电流^[11-13]。控制中设置电压空间矢量调制(Space vector pulse width modulation, SVPWM)的控制开关周期 T_{SVPWM} 是采样周期 T_s 的两倍,即 $T_{SVPWM}=2T_s$,且脉冲更新时刻点与采样时刻点重合,时序关系如图1所示。

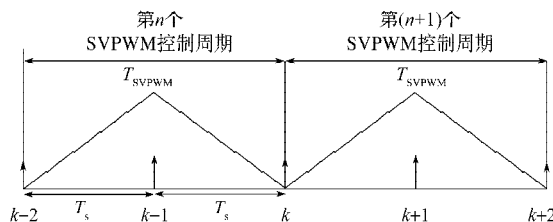


图1 采样周期与开关周期的时序关系图

Fig. 1 Timing sequence of sampling and switching cycle

1.1 基于PCC的RSC控制模型

在两相 $\alpha\beta$ 静止坐标系中,不平衡电网下DFIG转子电流矢量的状态方程为^[5]:

$$pI_{r\alpha\beta} = \frac{1}{L_r\sigma}(U_{r\alpha\beta} - R_r I_{r\alpha\beta} + j\omega_r L_r \sigma I_{r\alpha\beta} - \frac{L_m(\omega_1 - \omega_r)}{L_s \omega_1} U_{s\alpha\beta}) \quad (1)$$

式中: $L_m = \frac{3}{2} L_{ms}$, L_{ms} 为与定子绕组交链的最大互感磁通对应的定子互感; $L_s = L_m + L_{\sigma s}$, $L_{\sigma s}$ 为定子漏电感;

$L_r = L_m + L_{\sigma r}$, $L_{\sigma r}$ 为转子漏电感; $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s}$; ω_r ——转子电角频率; R_r ——转子电阻; $U_{r\alpha\beta}$ ——转子电压矢量; $U_{s\alpha\beta}$ ——定子电压矢量; $I_{r\alpha\beta}$ ——转子电流矢量。

在一个开关周期 T_{SVPWM} 内,对等式两边同时进行积分,可得该时段内转子电流的变化为:

$$L_r \sigma \Delta I_{r\alpha\beta} = \int_{2T_s} U_{r\alpha\beta} dt - \int_{2T_s} R_r I_{r\alpha\beta} dt + \int_{2T_s} j\omega_r L_r \sigma I_{r\alpha\beta} dt - \int_{2T_s} \left(\frac{L_m(\omega_1 - \omega_r)}{L_s \omega_1} U_{s\alpha\beta}^+ + \frac{L_m(\omega_1 + \omega_r)}{L_s \omega_1} U_{s\alpha\beta}^- \right) dt \quad (2)$$

根据图1所示的PCC采样周期与SVPWM开关周期之间的时序关系,转子电压、电流和定子电压在一个开关周期内的积分值可用该周期内的电压、电流均值代替,则式(2)可改写为:

$$\frac{L_r \sigma}{2T_s} (I_{r\alpha\beta}(k+2) - I_{r\alpha\beta}(k)) = U_{r\alpha\beta}^{av}(n+1) + j\omega_r L_r \sigma I_{r\alpha\beta}^{av}(n+1) - R_r I_{r\alpha\beta}^{av}(n+1) - \frac{L_m(\omega_1 - \omega_r)}{L_s \omega_1} U_{s\alpha\beta}^{+av}(n+1) - \frac{L_m(\omega_1 + \omega_r)}{L_s \omega_1} U_{s\alpha\beta}^{-av}(n+1) \quad (3)$$

式中: $I_{r\alpha\beta}^{av}(n+1)$ ——转子电流在第 $(n+1)$ 个开关周期内的平均值; $U_{s\alpha\beta}^{+av}(n+1)$ 和 $U_{s\alpha\beta}^{-av}(n+1)$ ——分别为定子电压的正、负序分量在第 $(n+1)$ 个开关周期内的平均值。

转子电流和定子电压正、负序分量的均值可以通过一阶线性预测得到,即:

$$\left. \begin{aligned} I_{r\alpha\beta}^{av}(n+1) &\approx I_{r\alpha\beta}(k+1) \approx \frac{1}{2} [I_{r\alpha\beta}(k+2) + I_{r\alpha\beta}(k)] \\ U_{s\alpha\beta}^{+av}(n+1) &\approx U_{s\alpha\beta}^+(k+1) \\ U_{s\alpha\beta}^{-av}(n+1) &\approx U_{s\alpha\beta}^-(k+1) \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

PCC的控制原理是预测下个开关周期的电流参考值,根据当前时刻实际电流与下个周期参考电流的误差,计算下个开关周期内所需作用的电压矢量值,从而确保在下一个开关周期结束时,实际电流能准确跟踪参考电流。由此,为了确保在下个开关周期结束时,转子电流实际值能准确跟踪其参考值,令 $I_{r\alpha\beta}(k+2) = I_{r\alpha\beta}^*(k+2)$,因此可得转子电压的参考值:

$$U_{r\alpha\beta}^*(n+1) = \frac{L_r \sigma}{2T_s} (I_{r\alpha\beta}^*(k+2) - I_{r\alpha\beta}(k)) + R_r I_{r\alpha\beta}^{av}(n+1) - j\omega_r L_r \sigma I_{r\alpha\beta}^{av}(n+1) + \frac{L_m(\omega_1 - \omega_r)}{L_s \omega_1} U_{s\alpha\beta}^+(k+1) + \frac{L_m(\omega_1 + \omega_r)}{L_s \omega_1} U_{s\alpha\beta}^-(k+1) \quad (5)$$

式中: $U_{r\alpha\beta}^*(n+1)$ ——所需的下一个开关周期的转子电压参考值; $I_{r\alpha\beta}^*(k+2) = I_{r\alpha\beta}^*(n+1)$ ——下一个开关周期结束时的转子电流参考值; $I_{r\alpha\beta}^*(k+2)$, $I_{r\alpha\beta}^{av}(n+1)$, $U_{s\alpha\beta}^+(k+1)$, $U_{s\alpha\beta}^-(k+1)$ ——均为下一个开关周期内的变量数值。

式(5)中的 $I_{r\alpha\beta}^*(k+2)$, $I_{r\alpha\beta}^{av}(n+1)$, $U_{s\alpha\beta}^+(k+1)$, $U_{s\alpha\beta}^-(k+1)$ 变量数值在当前时刻点无法直接获取,因此必须通过预测方法计算获得。通常采用一阶线性的预测方法,预测可得下一周期的转子电流参考值、转子电流平均值和定子电压正、负序分量分别为:

$$\left. \begin{aligned} I_{r\alpha\beta}^*(k+2) &= 2I_{r\alpha\beta}^*(k+1) - I_{r\alpha\beta}^*(k) = 3I_{r\alpha\beta}^*(k) - 2I_{r\alpha\beta}^*(k-1) \\ I_{r\alpha\beta}^{av}(n+1) &= \frac{1}{2} (I_{r\alpha\beta}^*(k+2) + I_{r\alpha\beta}(k)) \\ U_{s\alpha\beta}^+(k+1) &= 2U_{s\alpha\beta}^+(k) - U_{s\alpha\beta}^+(k-1) \\ U_{s\alpha\beta}^-(k+1) &= 2U_{s\alpha\beta}^-(k) - U_{s\alpha\beta}^-(k-1) \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

1.2 基于PCC的GSC控制模型

在两相静止坐标系中,电网电压不平衡条件下,GSC的输出电压在静止坐标系下的表达式^[5]为:

$$U_{g\alpha\beta} = U_{s\alpha\beta} + L \frac{dI_{g\alpha\beta}}{dt} \quad (7)$$

在一个开关周期 T_{SVPWM} 内对该等式两边同时进行积分,可得该时段内GSC输出电流的变化为:

$$\Delta I_{g\alpha\beta} = \frac{1}{L} \left(\int_{2T_s} U_{g\alpha\beta} dt - \int_{2T_s} U_{s\alpha\beta} dt \right) \quad (8)$$

根据PCC时序关系,GSC输出电压和定子电压在一个开关周期内的积分值可用该周期内的电压、电流均值代替,则式(8)可改写为:

$$I_{g\alpha\beta}(k+2) - I_{g\alpha\beta}(k) = \frac{2T_s}{L} (U_{g\alpha\beta}^{av}(n+1) - U_{s\alpha\beta}^{av}(n+1)) \quad (9)$$

式中: $U_{g\alpha\beta}^{av}(n+1)$ ——GSC交流侧输出电压在第 $(n+1)$ 个开关周期内的平均值; $U_{s\alpha\beta}^{av}(n+1)$ ——定子电压在第 $(n+1)$ 个开关周期内的平均值。

定子电压的均值可以通过一阶线性预测得到,即:

$$U_{s\alpha\beta}^{av}(n+1) \approx U_{s\alpha\beta}(k+1) = U_{s\alpha\beta}^+(k+1) + U_{s\alpha\beta}^-(k+1) = (2U_{s\alpha\beta}^+(k) - U_{s\alpha\beta}^+(k-1)) + (2U_{s\alpha\beta}^-(k) - U_{s\alpha\beta}^-(k-1)) \quad (10)$$

为了确保在下一个开关周期结束时,GSC输出电流实际值能准确跟踪其参考值,令 $I_{g\alpha\beta}(k+2) = I_{g\alpha\beta}^*(k+2)$,因此可得GSC输出电压的参考值为:

$$U_{g\alpha\beta}^*(n+1) = \frac{L}{2T_s} (I_{g\alpha\beta}^*(k+2) - I_{g\alpha\beta}(k)) + U_{s\alpha\beta}(n+1) \quad (11)$$

采用一阶线性预测方法,预测可得下一周期的GSC输出电流参考值:

$$I_{g\alpha\beta}^*(k+2) = 3I_{g\alpha\beta}^*(k) - 2I_{g\alpha\beta}^*(k-1) \quad (12)$$

2 基于PCC的DFIG系统控制策略

2.1 不平衡电网下DFIG系统协同控制目标

当电网电压出现不平衡时,DFIG系统可根据实际需求实现不同的控制目标,其中RSC有4个控制目标可选,GSC有2个控制目标可选,即^[14-16]:

(1) RSC的控制目标

①消除定子输出有功功率的两倍频波动,保持定子输出的瞬时有功功率恒定;

②消除转子电流的波动,即消除转子负序电流;

③消除定子电流的波动,使定子电流三相平衡,以确保定子三相绕组发热平衡;

④消除电磁转矩的波动,保持输出转矩恒定,提高系统的机械稳定性。

(2) GSC的控制目标

①消除系统输出总电流中的负序分量,获得正弦的输出电流;

②消除系统输出的总有功功率中的两倍频波动。

为了提高DFIG风力发电系统在不平衡电网下的运行性能,转子侧RSC的控制目标应选为消除电磁转矩的波动,从而提高风机系统的机械可靠性。同时,为了确保DFIG风电系统输出的电能具有良好的质量,网侧GSC的控制目标应选取为消除系统输出总电流的不平衡或消除系统输出总有功功率的两倍频波动。由此可得到不平衡点网电压条件下,DFIG风电系统的协同控制目标如下:

(1) 目标1——实现DFIG输出转矩恒定,保持系统输出总电流为三相正弦。

① RSC的参考电流计算

基于定子电压定向,在同步旋转坐标系下获得转子电流正、负序分量的参考值^[14-16]:

$$\left. \begin{aligned} i_{rd+}^{*+} &= \frac{2}{3} \frac{L_s u_{sd+}^{*+}}{L_m D_3} P_{s0}^{*+} \\ i_{rq+}^{*+} &= -\frac{2}{3} \frac{L_s u_{sd+}^{*+} (Q_{s0}^{*+} + \frac{3}{2} \frac{D_4}{\omega_1 L_s})}{L_m D_4} \\ i_{rd-}^{*-} &= k_{dd} i_{rd+}^{*+} + k_{qd} i_{rq+}^{*+} \\ i_{rq-}^{*-} &= k_{qd} i_{rd+}^{*+} - k_{dd} i_{rq+}^{*+} \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

式中: $i_{rd+}^{*+}, i_{rq+}^{*+}$ ——正转同步速旋转坐标系 dq^+ 下的转子电流正序分量参考值; $i_{rd-}^{*-}, i_{rq-}^{*-}$ ——反转同步速旋转坐标系 dq^- 下的转子电流负序分量参考值; u_{sd+}^{*+} ——定子电压在 dq^+ 坐标系下的正序分量; $u_{sd-}^{*-}, u_{sq-}^{*-}$ ——定子电压在 dq^- 坐标系下的正、负序分量; P_{s0}^{*+}, Q_{s0}^{*+} ——分别表示DFIG定子输出有功功率和无功功率的参考值。

式(13)中其余参数定义如下:

$$\begin{aligned} D_3 &= u_{sd+}^{*+} + (u_{sd-}^{*-} + u_{sq-}^{*-}), D_4 = u_{sd+}^{*+} - (u_{sd-}^{*-} + u_{sq-}^{*-}) \\ k_{dd} &= u_{sd-}^{*-} / u_{sd+}^{*+}, k_{qd} = u_{sq-}^{*-} / u_{sd+}^{*+}, u_{sd+}^{*+} = U_s^+ \end{aligned} \quad (14)$$

对式(13)进行坐标变换,可得两相静止坐标系下的转子电流正序分量 $i_{r\alpha}^{*+}$ 和 $i_{r\beta}^{*+}$ 、负序分量 $i_{r\alpha}^{*-}$ 和 $i_{r\beta}^{*-}$ 的参考值:

$$\left. \begin{aligned} i_{r\alpha}^{*+} &= i_{rd+}^{*+} \cos \theta_1 - i_{rq+}^{*+} \sin \theta_1 \\ i_{r\beta}^{*+} &= i_{rd+}^{*+} \sin \theta_1 + i_{rq+}^{*+} \cos \theta_1 \\ i_{r\alpha}^{*-} &= i_{rd-}^{*-} \cos(-\theta_1) - i_{rq-}^{*-} \sin(-\theta_1) \\ i_{r\beta}^{*-} &= i_{rd-}^{*-} \sin(-\theta_1) + i_{rq-}^{*-} \cos(-\theta_1) \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

式中: $\theta_1 = \omega_1 t$ —— dq^+ 坐标系下 d 轴与 α 轴之间的空间位置角。

$$\left. \begin{aligned} i_{r\alpha}^{*+} &= i_{r\alpha}^{*+} + i_{r\alpha}^{*-} \\ i_{r\beta}^{*+} &= i_{r\beta}^{*+} + i_{r\beta}^{*-} \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

② GSC的参考电流计算

GSC输出电流正序分量的参考值可由维持直流母线电压恒定的电压外环通过PI调节器给出,而输出电流负序分量的参考值则根据不同的控制目标计算得到。

在该控制目标1下,为了消除系统输出总电流的负序分量,只需控制GSC的输出电流使之补偿转子电流的负序分量即可。因此,给出同步旋转坐标系下的GSC输出电流负序分量的参考值如式(17)所示,经坐标变换得到静止坐标系下的参考电流如式(18)、(19)所示:

$$\left. \begin{aligned} i_{gd-}^{*-} &= -i_{sd-}^{*-} \\ i_{gq-}^{*-} &= -i_{sq-}^{*-} \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

$$\left. \begin{aligned} i_{g\alpha}^{*+} &= i_{gd+}^{*+} \cos \theta_1 - i_{gq+}^{*+} \sin \theta_1 \\ i_{g\beta}^{*+} &= i_{gd+}^{*+} \sin \theta_1 + i_{gq+}^{*+} \cos \theta_1 \\ i_{g\alpha}^{*-} &= i_{gd-}^{*-} \cos(-\theta_1) - i_{gq-}^{*-} \sin(-\theta_1) \\ i_{g\beta}^{*-} &= i_{gd-}^{*-} \sin(-\theta_1) + i_{gq-}^{*-} \cos(-\theta_1) \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

$$\left. \begin{aligned} i_{g\alpha}^{*+} &= i_{g\alpha}^{*+} + i_{g\alpha}^{*-} \\ i_{g\beta}^{*+} &= i_{g\beta}^{*+} + i_{g\beta}^{*-} \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

(2) 目标2——实现DFIG输出转矩恒定,保持系统输出总功率稳定无波动。

① RSC的参考电流计算

转子电流参考值的计算与控制目标1相同,静止坐标系下转子电流正、负序分量的参考值如式(15)、(16)所示。

② GSC的参考电流计算

GSC输出电流正序分量的参考值可由维持直流母线电压恒定的电压外环通过PI调节器给出,而输出电流负序分量的参考值则根据不同的控制目标计算得到。

DFIG风电系统的总输出有功功率^[14-16]可表示为:

$$\begin{aligned} P_{total} &= P_s + P_g = \\ &= [P_{s0} + P_{s\cos 2} \cos(2\omega_1 t) + P_{s\sin 2} \sin(2\omega_1 t)] + \\ &= [P_{g0} + P_{g\cos 2} \cos(2\omega_1 t) + P_{g\sin 2} \sin(2\omega_1 t)] = \\ &= (P_{s0} + P_{g0}) + (P_{s\cos 2} + P_{g\cos 2}) \cos(2\omega_1 t) + \\ &= (P_{s\sin 2} + P_{g\sin 2}) \sin(2\omega_1 t) = \\ &= P_{total0} + P_{total\cos 2} \cos(2\omega_1 t) + P_{total\sin 2} \sin(2\omega_1 t) \quad (20) \end{aligned}$$

式中下标0、cos2和sin2分别代表瞬时功率的平均

值、二倍频余弦分量和二倍频正弦分量；s和g分别代表定子侧和电网侧。

在该控制目标2下，为了保持DFIG风电系统输出总有功功率稳定无波动，即令：

$$P_{\text{total}/\sin 2} = P_{\text{total}/\cos 2} = 0 \quad (21)$$

将式(21)代入式(20)，则可知，为保持系统输出总有功功率稳定无波动时所需的GSC输出有功功率应满足：

$$\left. \begin{aligned} P_{g \sin 2} &= -P_{s \sin 2} \\ P_{g \cos 2} &= -P_{s \cos 2} \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

根据式(22)所得到的GSC输出有功的给定参考值，经计算可得同步旋转坐标系下的GSC输出电流负序分量的参考值为：

$$\left. \begin{aligned} i_{gd-}^* &= -\frac{2}{3} \frac{P_{s \cos 2}}{u_{sd+}^+} - k_{dd} i_{gd+}^{+*} - k_{qd} i_{gq+}^{+*} \\ i_{gq-}^* &= -\frac{2}{3} \frac{P_{s \sin 2}}{u_{sd+}^+} - k_{qd} i_{gd+}^{+*} + k_{dd} i_{gq+}^{+*} \end{aligned} \right\} \quad (23)$$

式中： $P_{s \cos 2}$ 、 $P_{s \sin 2}$ ——定子输出有功功率的两倍频波动分量； i_{gd+}^{+*} 、 i_{gq+}^{+*} ——电压外环的PI调节器产生的GSC输出电流正序分量的参考值。

将式(23)所示GSC输出电流负序分量的参考值连同电压外环PI调节器产生的GSC输出电流正序分量的参考值代入式(15)、式(16)，经坐标变换运算后可得静止坐标系下的GSC输出电流参考值。

2.2 不平衡电网下DFIG系统控制策略

图2为基于PCC控制策略的DFIG风电系统的控制框图。不平衡电网条件下，基于电网电压定向利用锁相环得到同步电角速度和定子电压矢量的位置，并通过二倍频陷波器对电网电压实现正、负序分离。电网电压正、负序分量按式(10)分别进行预测后再经过坐标变换得到两相静止坐标系下的电网电压预测值。根据给定的DFIG输出有功和无功功率参考值，结合不平衡电网下RSC的控制目标，通过式(13)计算得到转子电流参考值的正、负序分量，并将转子电流参考值的正、负序分量按照式(6)的方法分别进行预测，再经坐标变换得到转子电流参考值在 α 、 β 轴上的预测值。将所得的转子电流参考值、电网电压的预测值和采样得到的转子电流的实际值通过式(5)所示的机侧PCC控制模型进行计算，得到RSC输出电压矢量的参考值。该电压参考值经过SVPWM模块调制后，产生控制脉冲作用于RSC，实现机侧变流器的控制。GSC的控制与RSC相似，网侧变流器输出电流的参考值由两部分组成：直流侧的母线电压的参考值和实际值通过PI调节器产生GSC输出电流的正序参考值；由于不平衡电网下的GSC

控制目标给定的不同，通过式(17)和式(23)计算可得GSC输出电流的负序参考值。将得到的GSC输出电流参考值的正、负序分量按式(12)分别进行预测后再经由坐标变换得到GSC输出电流参考值在 α 、 β 轴上的预测值。根据GSC的电流参考值、采样得到的GSC实际电流值、定子电压和式(11)所示的网侧PCC控制模型，计算可得GSC输出电压的参考值。得到的网侧电压参考通过SVPWM调制后产生脉冲作用于GSC，实现网侧变流器的控制。

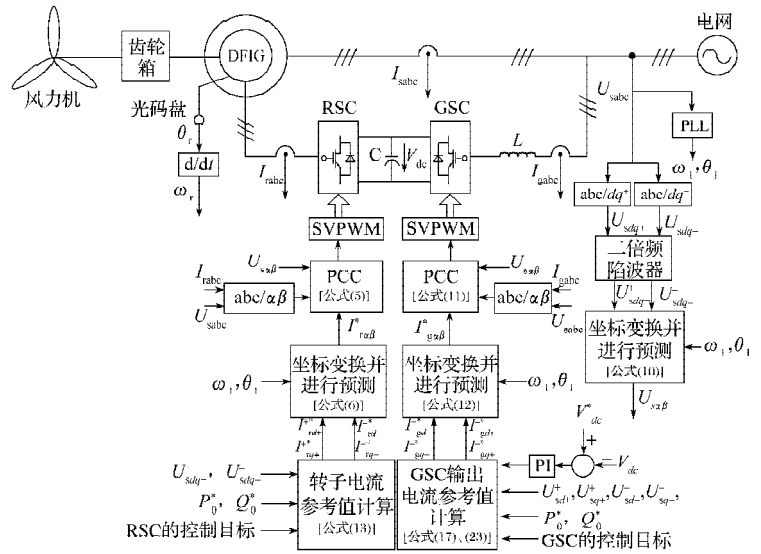


图2 基于PCC控制策略的DFIG风电系统的控制框图

Fig.2 Control block diagram of wind energy system with DFIG based on PCC

3 仿真实验

在Matlab/Simulink仿真平台上搭建仿真模型，用以验证基于PCC控制策略的DFIG风电系统在不平衡电网下的运行性能，系统的主要参数如下：

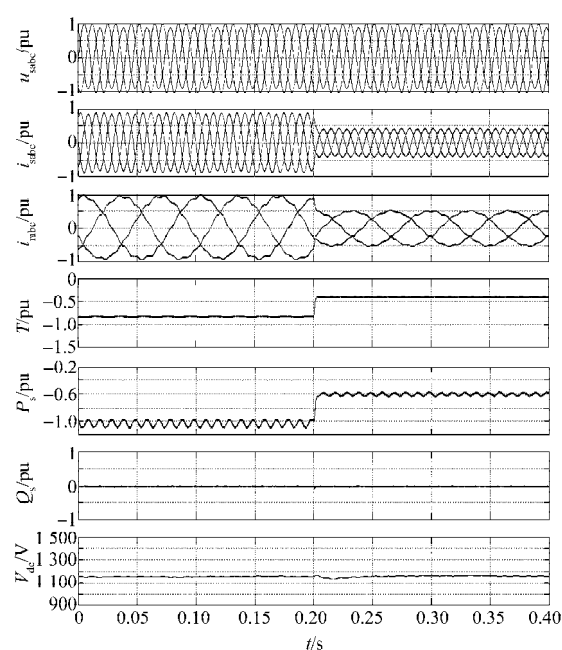
额定电压 V_{nom}	690 V
额定功率 P_{nom}	3 MW
额定转速 n_{nom}	1 000 r/min
额定频率 f_{nom}	50 Hz
极对数 p	3
定子电阻 R_s	0.00586 pu
转子电阻 R_r	0.00422 pu
定转子互感 L_m	3.78 pu
定子漏感 $L_{\delta s}$	0.130 pu
转子漏感 $L_{\delta r}$	0.127 pu
定、转子绕组匝数比 K	0.34
直流母线额定电压 $V_{\text{dc_nom}}$	1 150 V
采样频率 f_s	5 kHz

SVPWM开关频率 f_{SVPWM} 2.5 kHz

GSC滤波电感 L 0.24 mH

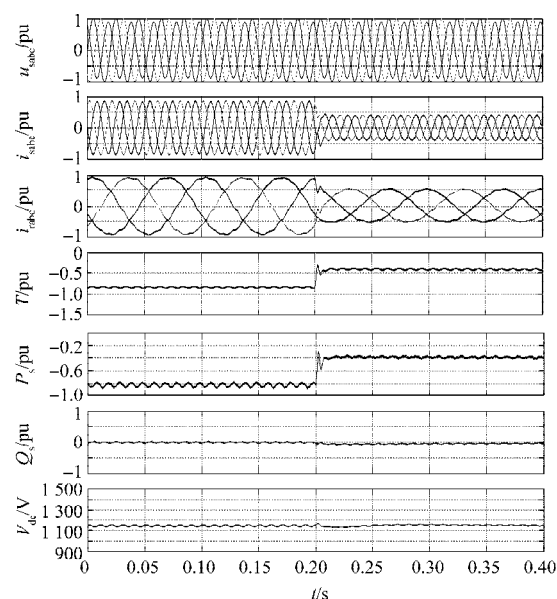
直流母线电容 C 0.0432 F

图3示出PCC控制策略的动态响应性能,在标么值系统下,0.2 s时定子输出有功功率的给定从0.83阶跃变化为0.4。在整个仿真过程中,电网电压保持10%的单相不平衡跌落,转子角速度 ω_r 和定子输出无功功率的给定分别为1.2和0,并保持不变,RSC的控制目标选为消除电磁转矩波动。为了更好地研究PCC的动态响应性能,在仿真中另外尝试了双PI和PIR两种方法,将所得的结果与PCC控制效果进行参照对比。



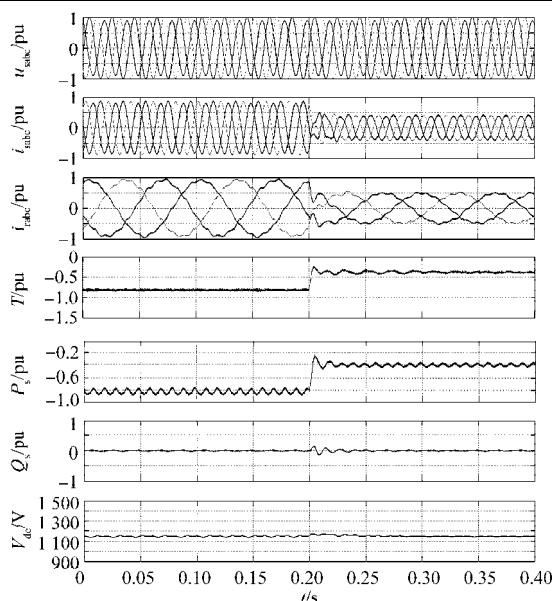
(a)预测电流控制(PCC)

(a)Predictive current control (PCC)



(b)比例积分谐振(PIR)控制

(b)Proportional integral resonant(PIR) regulator



(c)双PI

(c)Dual PI

图3 定子有功功率给定阶跃时不同控制方法的动态响应仿真结果

Fig. 3 Simulation results of dynamic response with different control method under sudden stepping up of stator active power

图3(a)示出PCC的动态响应结果,由图可知,在有功给定变化时,PCC的动态响应快速且稳定,而且控制效果良好,电磁转矩的两倍频波动得到了很好的抑制,DFIG系统运行性能良好。图3(b)示出PIR的动态响应结果,可见该动态响应过程所需的时间较PCC更长,而且有大小为0.1 pu的超调,稳态时电磁转矩波动的抑制效果也不如PCC。图3(c)示出为双PI的动态响应结果,该响应过程时间更长,且有0.15 pu的超调。

图4示出电网电压保持10%的单相不平衡时GSC控制目标切换时的仿真结果。在0.2 s时,GSC的控制由目标1切换为目标2,仿真中转子角速度 ω_r 和定子输出有功、无功功率的给定分别为1.2,0.83和0。由图4(e)、(f)可知,运行过程中RSC和GSC输出电流的误差都很小,其幅值的标么值小于0.01。0~0.2 s时,GSC控制目标为消除系统输出总电流的不平衡波动,由图4(h)可得,此时总电流的三相不平衡度很低,仅为1%,即可较好地实现控制目标。在0.2~0.4 s内,GSC控制目标切换为消除系统输出总有功功率的两倍频波动,由图4(k)可得,输出总有功功率的两倍频波动分量的幅值的标么值从0.07降为0.015,即能较好地实现控制目标。

图5示出电网电压保持10%的两相不平衡时GSC控制目标切换时的仿真结果。在0.2 s时,GSC的控制由目标1切换为目标2,仿真中转子角速度 ω_r 和定子输出有

功、无功功率的给定分别为1.2, 0.83和0。由图5(e)、(f)可知,运行过程中RSC和GSC输出电流的误差都很小。0~0.2 s时, GSC控制目标为消除系统输出总电流的不平衡波动, 由图5(h)可得, 此时总电流的三相不平衡度很低, 约仅为1%, 能较好地实现控制目标。在0.2~0.4 s时, GSC控制目标切换为消除系统输出总有功功率的两倍频波动, 由图5(k)可知, 输出总有功功率的两倍频波动分量的幅值的标幺值从0.07降为0.017, 也较好地实现了控制目标。

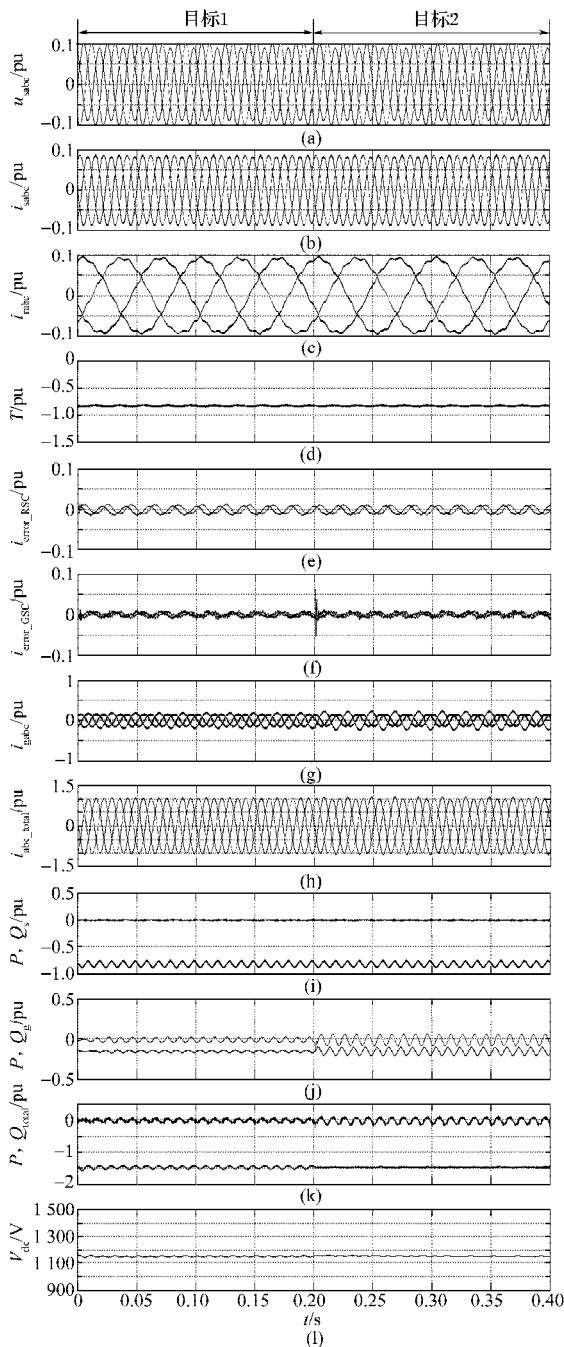


图4 GSC不同控制目标切换时的仿真结果(电网电压单相跌落10%, $\omega_r = 1.2$, $P_s = 0.83$, $Q_s = 0$)

Fig. 4 Simulation results of different control objective of GSC with single-phase drop of 10% when $\omega_r = 1.2$, $P_s = 0.83$ and $Q_s = 0$

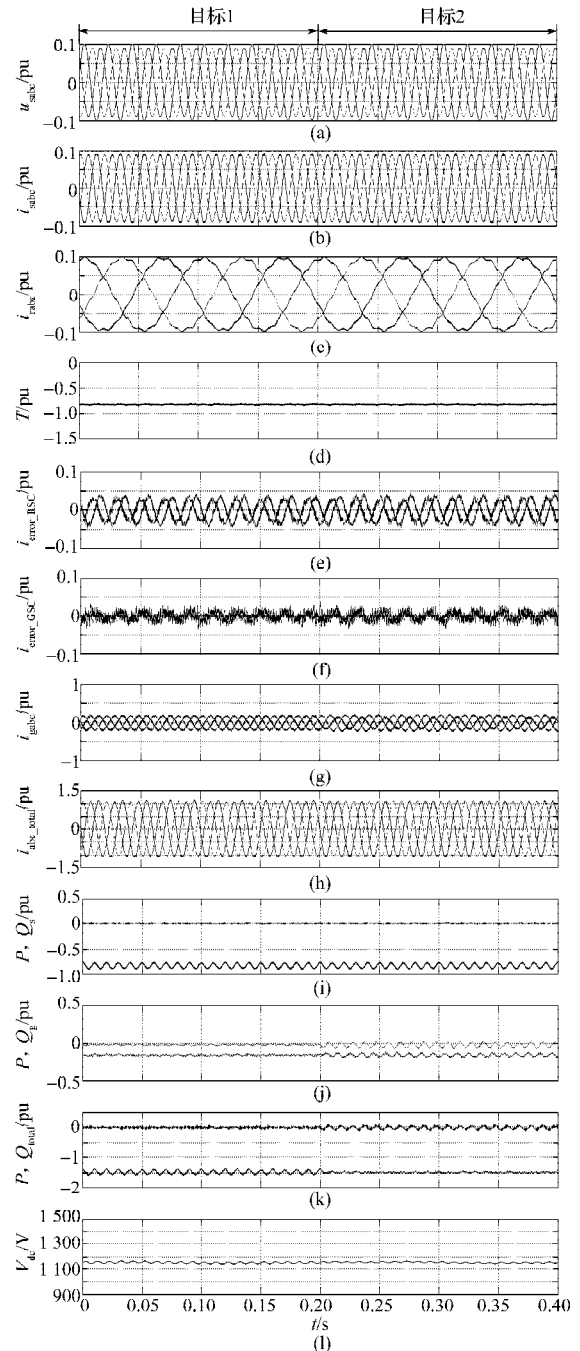


图5 GSC不同控制目标切换时的仿真结果(电网电压两相跌落10%, $\omega_r = 1.2$, $P_s = 0.83$, $Q_s = 0$)

Fig. 5 Simulation results of different control objective of GSC with two-phase drop of 10% when $\omega_r = 1.2$, $P_s = 0.83$ and $Q_s = 0$

图6示出DFIG转子转速变化时PCC控制策略的控制性能。在标幺值系统下, 0.1~0.3 s之间, 转子转速从0.8变为1.2, 在整个仿真过程中, 电网电压保持10%的单相不平衡跌落, 定子输出有功、无功功率的给定分别为0.83和0, 并保持不变, RSC和GSC的控制目标分别选取为消除输出转矩波动和消除系统输出总有功功率的波动。由图6可知, 在转子转速从亚同步变换到超同步的过程中, 系统的控制效果及运行性能并不受影响, PCC控制策略可精确控制转子电流及GSC输出电流, 从而确

保在转子转速变化的情况下,电磁转矩和系统输出的总有功率的两倍频波动都能被极好地抑制,从而实现控制目标。

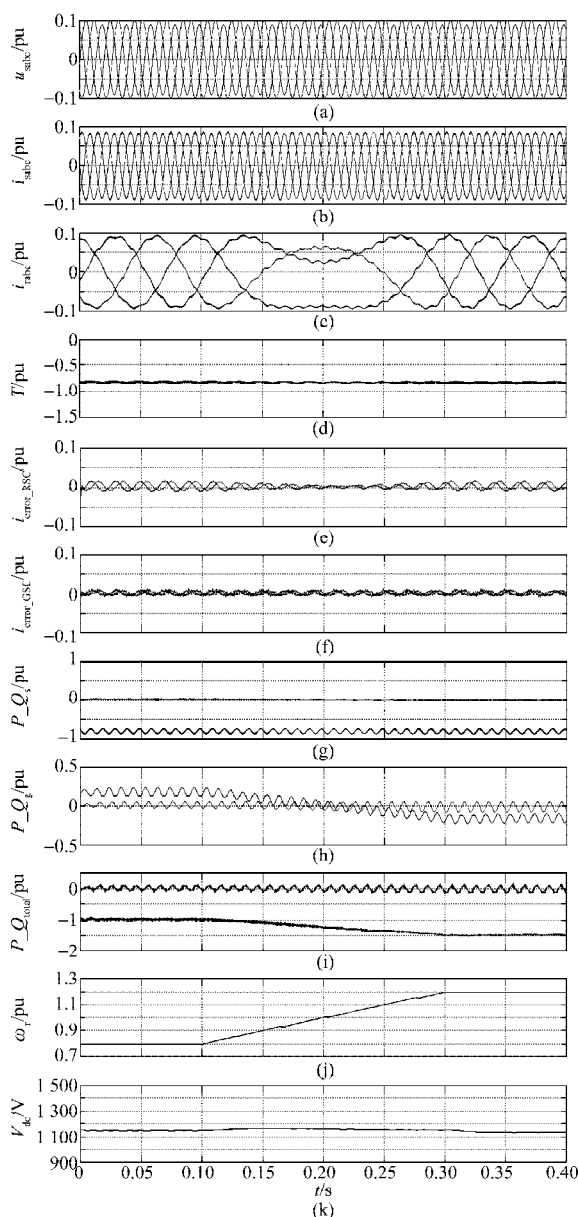


图6 转子转速变化时DFIG系统运行性能的仿真结果
(电网电压单相跌落10%, $\omega_r=1.2$, $P_s=0.83$, $Q_s=0$)

Fig. 6 Simulation results of system performance when changing the rotation rate and with single-phase drop of 10%, $\omega_r=1.2$, $P_s=0.83$ and $Q_s=0$

4 结语

本文主要研究了不平衡电网下DFIG风电系统的预测电流控制算法。通过不平衡电网下基于 $\alpha\beta$ 两相静止坐标系的DFIG风电系统RSC和GSC的数学模型,提出了电网不平衡条件下DFIG机侧和网侧的协同控制策略,给出两种不同的DFIG系统控制目标,进而得到基于预测电流控制的DFIG系统控制模型。利用Matlab/Simulink平台对所提出的控制理论的正确性和有效性进行仿真

验证。研究表明,相比于已有的不平衡电网下DFIG控制的双PI和PIR等方法,基于PCC的控制策略在静止坐标系下实现系统控制,无需对转子电流和GSC输出电流进行正、负序分离,简化了控制系统,减少了计算量,且动态响应性能优越。

参考文献:

- [1] 贺益康, 郑康, 潘再平, 等. 交流励磁变速恒频风电系统运行研究[J]. 电力系统自动化, 2004, 28(13): 55-59.
- [2] 刘其辉, 贺益康, 卞松江. 变速恒频风力发电机空载并网控制[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(3): 6-11.
- [3] Hu Jiabing, He Yikang. Reinforced Control and Operation of DFIG-Based Wind-Power-Generation System Under Unbalanced Grid Voltage Conditions[J]. IEEE Transactions on Energy Conversions, 2009, 24(4): 905-915.
- [4] Xu Lie. Enhanced Control and Operation of DFIG-Based Wind Farms during Network Unbalance [J]. IEEE Transactions on Energy Conversions, 2008, 23(4): 1073-1081.
- [5] Xu Lie. Coordinated control of DFIG's rotor and grid side converters during network unbalance [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(3): 1041-1049.
- [6] Hu Jiabing, He Yikang. Modeling and enhanced control of DFIG under unbalanced grid voltage conditions [J]. Electric Power System Res., 2009, 79(2): 273-281.
- [7] Hu Jiabing, Zhu Z Q, Nian Heng, et al. Sliding Mode Current Control of Grid-Connected Voltage Source Converter [C]// 2010 IEEE Energy Conversion Congress and Expositions, 2010: 912-919.
- [8] 刘亮, 邓名高, 欧阳红林, 等. 基于预测电流控制的PWM逆变器死区补偿方法研究[J]. 电工技术学报, 2005, 20(8): 78-83.
- [9] Zeng Qingrong, Chang Liuchen. An Advanced SVPWM-Based Predictive Current Controller for Three-Phase Inverters in Distributed Generation Systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(3): 1235-1246.
- [10] Xu Lie, Zhi Dawei, Williams B W. Predictive Current Control of Doubly Fed Induction Generators[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(10): 4143-4152.
- [11] Rodriguez J, Pontt J, Silva C A, et al. Predictive current control of a voltage source inverter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(1): 495-503.
- [12] Naouar M W, Naassani A A, Monmasson E, et al. FPGA-based predictive current controller for synchronous machine speed drive [J]. IEEE Transactions on Power Electronics. 2008, 23(4): 2115-2126.
- [13] Cortes P, Rodriguez J, Quevedo D E, et al. Predictive current control strategy with imposed load current spectrum[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(2): 612-618.
- [14] Yazdani A, Iravani R. A unified dynamic model and control for the voltage-sourced converter under unbalanced grid conditions[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2006, 21(3): 1620-1629.
- [15] Xu Lie, Andersen B R, Cartwright P. VSC transmission system operating under unbalanced network conditions-Analysis and control design [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2005, 20(1): 427-434.
- [16] Xu Lie, Wang Yi. Dynamic Modeling and Control of DFIG-Based Wind Turbines under Unbalanced Network Conditions[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2007, 22(1): 314-323.