doi:10.3969/j.issn.1673-9833.2014.04.011

# 双馈风电系统全风速下的功率控制策略

### 李军军,易吉良,肖强辉

(湖南工业大学 电气与信息工程学院,湖南 株洲 412007)

摘 要:为了实现全风速条件下的功率调节,对双馈风力发电机组的功率控制策略进行了研究。额定风速以下采用基于叶尖速比的最大功率追踪控制,实现最大风能捕获;额定风速以上采用变桨距角控制,输出功率维持恒定,保证整个系统安全稳定地运行。利用 MATLAB 建模并进行了仿真,仿真结果表明:在较大的风速变化区间内,双馈风电机组能实现对输出功率的有效调节,两种功率控制策略切换时系统能保持较好的稳定性。

关键词:双馈风力发电;最大功率跟踪;变桨距角控制;稳定性 中图分类号:TM614 文献标志码:A 文章编号:1673-9833(2014)04-0046-07

# Power Control Schemes of Doubly-Fed Wind Power Generation System under Full Wind Speed Condition

Li Junjun, Yi Jiliang, Xiao Qianghui

(School of Electrical and Information Engineering, Hunan University of Technology, Zhuzhou Hunan 412007, China)

**Abstract**: Power control methods of doubly-fed wind power generation sets were researched in order to realize power adjustment under full wind speed condition. Maximum power point tracking control based on tip speed ratio was adapted under the rated wind speed and maximum wind energy capture was realized; variable pitch angle control method was applied to system above the rated wind speed and output power was kept constant to ensure whole system safe and stable operation. Simulation by MATLAB shows that the double-fed induct generator sets achieved effective adjustment of output power in a large wind speed variation section, and the system keep good stability when the two power adjustment methods switched.

Keywords: doubly-fed wind power generation; maximum power point tracking; variable pitch angle control; stability

# 0 引言

风能是一种绿色环保的新型能源,近些年已被 大规模开发与利用,使得风力发电已成为极具商业 化发展前景的发电方式。双馈风电机组通过控制变 换器实施交流励磁,可改变转子电流的频率、幅值 和相位,实现变速恒频运行。双馈电机转子仅提供转差功率,与转子相连的变换器容量为机组的25%~30%,变换器投资低,非常具有市场优势。

为了提高发电效率,在风速较小的情况下,风 电机组通常采用最大功率追踪控制,这方面的研究

收稿日期: 2014-04-03

基金项目:湖南省高等学校科学研究基金资助项目(12C0055),湖南省省市联合自然科学基金资助项目(12JJ9042)

作者简介:李军军(1976-),男,江西宜春人,湖南工业大学讲师,博士,主要研究方向为风力发电及其稳定性,

E-mail: lijunjun8181972@sina.com

文献<sup>[1-6]</sup>较多;但对全风速下的功率控制策略的研究 较少。本文对双馈型风电机组在全风速下的功率控 制策略进行研究,在较大的风速变化区间内,能实 现输出功率的有效调节与控制。

# 1 双馈风力发电系统

双馈风力发电系统如图 1 所示, 主要由双馈风电 机组、双 PWM 变换器以及电网等部分组成。其中:  $P_s, Q_s, I_s$ 表示双馈电机定子输出的有功、无功功率和 电流;  $P_r, Q_r, I_r$ 表示双馈电机转子输出的有功、无功 功率和电流;  $P_g, Q_g, I_g$ 表示双馈电机网侧变换器输出 的有功、无功功率和电流;  $P_0, Q_0, I_0$ 表示机组向电网 输出的有功、无功功率和电流;  $U_r$ 表示转子侧电压;  $U_g$ 表示网侧变换器电压;  $U_s$ 表示机组与电网并网点 电压; U表示电网电压;  $U_d$ 表示直流电压;  $\omega_r$ 为电机 转子角速度;  $L_0, R_0$ 表示网侧变换器滤波电感、电阻; L,表示线路、变压器折算后电感。



#### 图1 双馈风力发电系统

Fig. 1 Doubly-fed wind power generation system 风轮机输出的机械功率为

$$P_{\rm m} = \frac{1}{2} \rho \pi R^2 v_{\rm m}^3 C_{\rm p} \left( \lambda, \beta \right), \qquad (1)$$

式中: *p*为空气密度;

R为叶片半径;

 $v_m$ 为作用于叶片的风速;

 $\lambda$ 为叶尖速比,它与风轮机角速度 $\omega_t$ 和风速的关系为

$$\lambda = \omega_{t} R / v_{m}; \qquad (2)$$

 $C_{p}$ 为风能利用系数,它是 $\lambda$ 和桨距角 $\beta$ 的非线性函数,

$$C_{p}(\lambda,\beta) = c_{1}\left(\frac{c_{2}}{\lambda+c_{5}\beta}-\frac{c_{2}c_{3}}{\beta^{3}+1}-c_{4}\beta-c_{6}\right)e^{-c_{7}\left(\frac{1}{\lambda+c_{5}\beta}-\frac{c_{3}}{\beta^{3}+1}\right)}, \quad (3)$$

其中 $c_1 \sim c_7$ 为常数。

图 2 为 $\beta=0^{\circ}$ 时  $C_p$ 与 $\lambda$ 的关系曲线,曲线有一个上 升段和一个下降段,其中下降段是工作区段,是稳 定的状态。随桨距角增大,曲线的下降段将向左下 方移动,桨距角越大, $\lambda$ 和  $C_p$ 越小。





# 2 机组的功率控制策略

#### 2.1 全风速下的功率控制

风轮机输出功率与风速关系如图 3 所示。当4  $\leq v_m < 12$  时, $\beta=0^\circ$ ,按最佳功率控制,输出功率随风速的增大而增大<sup>[7-9]</sup>;当12  $\leq v_m \leq 25$  时,变桨距恒功率控制,滤除一部分多余的风能,风轮机输出功率保持恒定;低于切入风速4 m/s,风轮机不启动;高于切出风速25 m/s,风轮机停机,以保证整个机组运行的安全性。



#### 图3 不同风速下风轮机输出的机械功率

Fig. 3 The output mechanic power of wind turbine at different wind speed

风速较低时,当 $\lambda$ 保持最佳值 $\lambda_{opt}$ ,风轮机便能实现最大风能捕获。最大功率跟踪控制就是按风速变化适时调整风轮机转速,使 $\lambda$ 保持在 $\lambda_{opt}$ 。风轮机最佳功率为

$$P_{mont} = k_t \omega_t^3, \qquad (4)$$

式中 $k_{t} = 0.5\rho\pi R^{5}C_{p,max}/\lambda_{opt}^{3}$ ,  $P_{m, opt}$ 仅取决于 $\omega_{t^{\circ}}$ 

叶尖速比控制原理如图 4 所示。 $\lambda$ 保持最佳值 $\lambda_{opt}$ , 在额定风速以下使  $C_p$  为  $C_{p, max}$ 。该控制策略原理简 单、方便,只需一个 PI 调节器就可以实现控制。





#### 2.2 桨距角控制

桨距角控制系统结构如图 5 所示<sup>[10]</sup>。图中:  $P_{max}$ 为风轮机最大输出机械功率;  $\beta_{max}$ 和 $\beta_{min}$ 表示桨距角的最大值和最小值;  $\beta_{ref}$ 为 PI 调节器的输出值;  $P_{ref}$ 为

风电功率给定值; P\*为经条件判定后的风电功率反 馈值; T<sub>8</sub>为桨距角机构时间常数。



图5 桨距角控制系统

Fig. 5 Pitch angle control system

额定风速以上时,通过改变 $\beta$ 和 $\lambda$ 调节 $C_p$ 以维持 风轮机输出功率恒定。为维持输出功率恒定,任一 风速下的 $C_p$ 可确定,此时求解 $\beta$ 和 $\lambda$ 过程中 $C_p$ 应维持 于 $C_p$ 。亦变。具体原理如图6所示,图中 $\beta_1 < \beta_2 < \beta_3 < \beta_4$ 。



图 6  $C_{s}$ 与 $\lambda \pi \beta$ 的关系

Fig. 6 Relationship between  $C_{p}$  and  $\lambda$ ,  $\beta$ 

由图可知, $\beta$ 由0°逐渐增大时曲线往左下方移动。当 $\beta$ 较小时,曲线与 $C_{p,con}$ 直线有2个交点,交点横坐标对应值即为叶尖速比 $\lambda$ ,2个交点中较大者对应稳定状态;而当 $\beta$ 较大时,曲线与 $C_{p,con}$ 直线无交点。机组转速运行范围为一般为0.8~1.2 pu,在额定风速以上时,将 $\beta$ 从0°逐渐增大,使运行点沿 $C_{p,con}$ 直线左移运动,当风轮机转速范围在0.8~1.2 pu范围时 $\beta$ 便不再增加,由此再确定 $\lambda$ 。

采用增量式 PI 算法,可节省存储空间和计算量, 以桨距角表示为

$$\beta(k) = \beta(k-1) + k_{p} \left(1 + \frac{T}{T_{p}}\right) e(k) - k_{p} e(k-1), \quad (5)$$

式中: $k_p$ 为比例系数; $T_p$ 为积分时间常数;T为采样 周期;e(k),e(k-1)表示第k次和第k-1次的偏差。初 始迭代值设为:e(0)=0,e(1)=1, $\beta(0)=0$ 。

每次迭代后可得 $\beta(k)$ ,代入式(3),利用斯蒂芬 森加速法求解该非线性方程。满足式(3)的 $\lambda$ 有2个 解,取其大者,便可确定转速 $\omega_t$ 。通过判定 $\omega_t$ 是否在 0.8~1.2 pu范围内以结束迭代过程。

为加快迭代过程,引入加速因子*a*,式(5)变为  $\beta(k) = a\beta(k-1) + k_p \left(1 + \frac{T}{T_p}\right) e(k) - k_p e(k-1)_{\circ}$ (6)

a 值过大将使曲线位于 $C_{p,con}$  直线下方而无交点, 迭代过程将进入死循环。通过分析,取a=1.02较合适, 可保证较快的收敛速度,避免出现曲线位于 $C_{p,con}$  直 线下方而无交点的情况。表1给出了按上述方法计算 的额定风速以上时 $\beta$ ,  $\lambda \pi \omega_t$ 的理论值。由表 1 可以看出, 在额定风速 12 m/s 以上时,采用变桨距角控制, 随桨距角 $\beta$ 的增大,风能利用系数  $C_p$  逐渐变小, 而转子转速 $\omega_t$  变化非常小。

表1 风能利用系数 $C_p$ 与叶尖速比 $\lambda$ 和桨距角 $\beta$ 的关系

Table 1 Relationship between wind energy coefficient  $C_p$  and tip speed ratio  $\lambda$  and pitch angle  $\beta$ 

| $v_{\rm m}/({\rm m}\cdot{\rm s}^{-1})$ | $C_{\rm p}$ | 滑差 s       | $\beta_{\rm max}/(\circ)$ | λ       | $\omega_t/(rad \cdot s^{-1})$ |
|--|-------------|------------|---------------------------|---------|-------------------------------|
| 12                                     | 0.334       | 2 -0.178 7 | 3.50                      | 7.432 0 | 2.229 6                       |
| 13                                     | 0.262       | 8 -0.187 1 | 10.00                     | 6.909 0 | 2.245 4                       |
| 14                                     | 0.210       | 4 -0.196 5 | 13.41                     | 6.466 7 | 2.263 4                       |
| 15                                     | 0.171       | 1 -0.183 9 | 16.48                     | 5.971 7 | 2.239 4                       |
| 16                                     | 0.141       | 0 -0.199 5 | 18.77                     | 5.672 4 | 2.269 0                       |
| 17                                     | 0.117       | 5 -0.178 4 | 21.20                     | 5.244 9 | 2.229 1                       |
| 18                                     | 0.099       | 0 -0.180 3 | 23.05                     | 4.961 3 | 2.232 6                       |
| 19                                     | 0.084       | 2 -0.183 7 | 24.66                     | 4.713 7 | 2.239 0                       |
| 20                                     | 0.072       | 2 -0.188 1 | 26.08                     | 4.494 6 | 2.247 3                       |
| 21                                     | 0.062       | 4 -0.192 1 | 27.26                     | 4.295 0 | 2.254 9                       |
| 22                                     | 0.054       | 2 -0.197 3 | 28.49                     | 4.117 9 | 2.264 8                       |
| 23                                     | 0.047       | 5 -0.170 1 | 29.94                     | 3.849 2 | 2.213 3                       |
| 24                                     | 0.041       | 8 -0.170 8 | 30.93                     | 3.691 0 | 2.214 6                       |
| 25                                     | 0.037       | 0 -0.169 7 | 31.85                     | 3.540 1 | 2.212 6                       |

# 3 双馈机组控制结构

#### 3.1 双馈电机模型

双馈电机在 d-q 坐标系下定、转子电压方程为

$$\begin{cases} U_{sd} = R_{s}i_{sd} - \omega_{s}\psi_{sq} + \frac{d\psi_{sd}}{dt}, \\ U_{sq} = R_{s}i_{sq} + \omega_{s}\psi_{sd} + \frac{d\psi_{sq}}{dt}; \end{cases}$$
(7)

$$\begin{cases} U_{rd} = R_r i_{rd} - (\omega_s - \omega_r) \psi_{rq} + \frac{d\psi_{rd}}{dt}, \\ U_{rq} = R_r i_{rq} + (\omega_s - \omega_r) \psi_{rd} + \frac{d\psi_{rq}}{dt}; \end{cases}$$
(8)

式(7)~(8)中:

 $U_{sd}$ 和 $U_{rd}$ 分别为定、转子电压的d分量;  $U_{sq}$ 和 $U_{rq}$ 分别为定、转子电压的q分量;  $\omega_{s}$ 和 $\omega_{r}$ 分别为同步转速和转子转速;  $\psi_{sd}$ 和 $\psi_{rd}$ 分别为定、转子磁链的d分量;  $\psi_{sq}$ 和 $\psi_{rq}$ 分别为定、转子磁链的q分量;  $i_{sd}$ 和 $i_{rd}$ 分别为定、转子电流的d分量;  $i_{sq}$ 和 $i_{rq}$ 分别为定、转子电流的d分量;  $R_{s}$ 和 $R_{r}$ 分别为定、转子电阻。

$$\begin{cases} \psi_{sd} = L_{ss}i_{sd} + L_{m}i_{rd}, \\ \psi_{sq} = L_{ss}i_{sq} + L_{m}i_{rq}; \end{cases}$$
(9)

$$\begin{cases} \psi_{rd} = L_{rr}i_{rd} + L_{m}i_{sd}, \\ \psi_{rq} = L_{rr}i_{rq} + L_{m}i_{sq}; \end{cases}$$
(10)

式(9)~(10)中,  $L_{ss}=L_{s}+L_{m}$ ,  $L_{r}=L_{r}+L_{m}$ , 其中  $L_{s}$ ,  $L_{r}$ 为定、转子漏感,  $L_{m}$ 为励磁电感。

为了便于分析,设定子磁链与d轴方向一致,忽略定子电阻影响,则 $\psi_{sd}=\psi_s,\psi_{sq}=0,U_{sd}=0,U_{sq}=U_s$ ,如图 7 所示, $\theta_s$ 为d轴与A轴间的夹角。



#### 图7 定子磁链示意图

Fig. 7 Stator flux schematic 定、转子电压方程可化简为  $\begin{cases} U_{sd} = 0, \\ U_{sq} = \omega_{s}\psi_{s}, \\ U_{rd} = L_{rr}\delta \frac{di_{rd}}{dt} + R_{r}i_{rd} - (\omega_{s} - \omega_{r})L_{rr}\delta i_{rq}, \\ U_{rq} = L_{rr}\delta \frac{di_{rq}}{dt} + R_{r}i_{rq} + \\ (\omega_{s} - \omega_{r})\left(L_{rr}\delta i_{rd} + \frac{L_{m}}{L_{ss}}\psi_{s}\right), \end{cases}$ (11)

式中 $\delta = (L_{ss}L_{rr} - L_m^2)/L_{ss}L_{rr}$ 。 因定子磁链与 d 轴方向一致, 有

$$\psi_{sq}=L_{ss}i_{sq}+L_{m}i_{rq}=\psi_{s}=L_{m}i_{ms},$$
  
式中 $i_{ms}$ 表示定子广义励磁电流<sup>[11]</sup>。  
电磁转矩可表示为

 $T_{\rm e} = -p \left( L_{\rm m}^2 / L_{\rm ss} \right) i_{\rm ms} i_{\rm rq}, \qquad (13)$ 

式中 p 为极对数。

定子输出的有功功率 P。和无功功率 Q。为

$$\begin{cases} P_{\rm s} = -p\omega_{\rm s} \left( L_{\rm m}^2 / L_{\rm ss} \right) i_{\rm ms} i_{\rm rq}, \\ Q_{\rm s} = p\omega_{\rm s} \left( L_{\rm m}^2 / L_{\rm ss} \right) i_{\rm ms} \left( i_{\rm ms} - i_{\rm rd} \right) \circ \end{cases}$$
(14)

当 $i_{ms}$ 恒定时,定子输出有功功率 $P_s$ 与 $i_{rq}$ 成正比,而 $i_{rd}$ 决定定子输出的无功功率,因此分别控制 $i_{rq}$ 和 $i_{rd}$ 可实现有功功率和无功功率的解耦。

转子侧控制系统采用双闭环结构:功率外环和 电流内环,如图8所示。

在额定风速以下,功率外环的功率参考值按最 佳功率追踪控制确定;在额定风速以上,功率参考 值则为常数。图 8 中的 $\Delta u_a$ 和 $\Delta u_q$ 为前馈补偿项,用 于消除式(11)中的交叉耦合项,解耦后转子方程又 可写为

$$\begin{cases} U_{rd} = L_{rr}\delta \frac{di_{rd}}{dt} + R_{r}i_{rd} + \Delta u_{d}, \\ U_{rq} = L_{rr}\delta \frac{di_{rq}}{dt} + R_{r}i_{rq} + \Delta u_{q}; \end{cases}$$
(15)

补偿项为

$$\begin{cases} \Delta u_{d} = -(\omega_{s} - \omega_{r})L_{rr}\delta i_{rq}, \\ \Delta u_{q} = (\omega_{s} - \omega_{r})\left(L_{rr}\delta i_{rd} + \frac{L_{m}}{L_{ss}}\psi_{s}\right) \circ \end{cases}$$
(16)



(12)

#### 图8 双馈风力发电控制系统 Fig. 8 Doubly-fed wind power generation control system

#### 3.2 网侧模型

对于网侧,当把同步旋转坐标系的 d 轴取为与电 网 A 相电压向量重合时, 网侧变换器输出的有功功 率和无功功率分别为

$$\begin{cases} P_{g} = 1.5 \left( U_{sd} i_{gd} + U_{sq} i_{gq} \right) = 1.5 U_{sd} i_{gd}, \\ Q_{g} = 1.5 \left( U_{sd} i_{gq} - U_{sq} i_{gd} \right) = 1.5 U_{sd} i_{gq}, \end{cases}$$
(17)

式中isa和isa分别表示网侧变换器输出的有功电流和

无功电流,由此可分别控制网侧变换器输出的有功 功率和无功功率。

从图1中网侧变换器电路可知, 网侧满足:

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix}i_{gd}\\i_{gg}\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}-\frac{R_0}{(L_0 + L_t)} & \omega\\ -\omega & -\frac{R_0}{(L_0 + L_t)}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}i_{gd}\\i_{gq}\end{bmatrix} + \frac{\left[u_{gd} - U_{sd}\right]}{u_{gq} - U_{sq}}, \quad (18)$$

式中:ω为电网角频率;

 $U_{gd}$ 和 $U_{gq}$ 分别表示网侧变换器输出电压的d, q分量。

从式(18)可知 $i_{gd}$ 和 $i_{gg}$ 存在交叉耦合,也可引 入前馈补偿项 $\Delta u'_{d}$ 和 $\Delta u'_{g}$ ,故式(18)可写为

 $\begin{cases} u_{gd} = (L_0 + L_t)i_{gd} + R_0i_{gd} - \omega(L_0 + L_t)i_{gq} + U_{sd}, \\ u_{gq} = (L_0 + L_t)i_{gq} + \omega(L_0 + L_t)i_{gd} + R_0i_{gq} + U_{sq}; \end{cases}$ (19) 网侧补偿项为

$$\begin{cases} \Delta u'_{d} = -\omega (L_{0} + L_{t}) i_{gq} + U_{sd}, \\ \Delta u'_{q} = \omega (L_{0} + L_{t}) i_{gd} + U_{sq} \circ \end{cases}$$
(20)

网侧变换器的控制系统也采用双闭环结构:直流电压外环和电流内环,如图8所示。直流电压外环 起稳定直流电压的作用,并为电流内环提供参考电流;电流内环对 *i<sub>gd</sub>*和 *i<sub>gg</sub>进行控制*,以分别控制网侧 变换器输出的有功功率和无功功率。

# 4 仿真

建立仿真模型对理论研究进一步分析和验证。 当风速在 0~26 m/s 变化时(如图 9 所示),观察 系统的运行情况。



Fig. 9 Wind speed variation

当<sub>1</sub>约为0.5 s时,风速增至切入风速,风轮机启动。在最佳功率追踪控制策略下,风轮机输出机械功率(如图 10 所示)、转子转速(如图 11 所示)、电磁转矩(如图 12 所示),均随风速增大而增加;当风速在额定风速以上时,上述变量基本维持不变。额定风速以下时,λ保持λ<sub>om</sub>=6.235(如图 13 所示), C<sub>n</sub>保持





当t=2.2 s时,风速增至额定风速,进行变桨距控制,对 $\lambda$ , $\beta \mathcal{D} C_{p}$ 调节,使输出功率维持恒定。 $\lambda$ , $\beta \mathcal{D} C_{p}$ 的变化分别如图 15~17 所示, $\lambda \pi \beta$ 的变化与表 1 中理论计算的结果值非常接近。



图16 额定风速以上时桨距角的变化

Fig. 16 Pitch angle variation above rated wind speed



图17 额定风速以上时风能利用系数的变化

Fig. 17 Wind energy coefficient variation above rated wind speed

风速变化的整个过程中,电机定、转子电流变化 如图 18~19 所示,风电系统及机组定子输出功率变化 如图 20~21 所示。由图 18~21 可以看出,额定风速以 下,定转子电流、机组及定子输出功率随风速增加, 额定风速以上电流及输出功率基本保持不变。







图21 双馈电机定子输出的功率变化

Fig. 21 DFIG stator output power variation

当风速增至切除风速时(*t*=5 s),机组停机,所 有输出为0。整个运行期间,直流电压保持在1200 V 基本不变,如图22 所示。由图10~12和20~22可以看 出,2种控制策略的切换对系统运行影响较小,在全 风速变化区间内,双馈机组均能保持稳定地运行。



# 5 结语

理论分析和时域仿真结果表明:在额定风速以 下,采用最大功率追踪控制,可实现最大风能捕获; 在额定风速以上,采用变桨距角控制,功率输出保 持恒定。2种功率控制策略能保证系统在较大的风速 变化范围内实现功率调节和控制,系统运行具有较 好的稳定性。

#### 参考文献:

 [1] 马袆炜,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,2009,24(4): 202-208.

Ma Yiwei, Yu Junjie, Wu Guoxiang, et al. MPPT Control Strategy for Doubly-Fed Wind Power Generation[J]. Transactions of China Electrotechincal Society, 2009, 24 (4): 202–208.

 [2] 唐显虎,李 辉,夏桂森,等.双馈风力发电机组并网 控制策略及性能分析[J].电网与清洁能源,2010,26(3): 63-68.

Tang Xianhu, Li Hui, Xia Guisen, et al. Analysis on Grid Connecting Control Strategy and Performances of Doubly Fed Wind Turbine Generators[J]. Power System and Clean Energy, 2010, 26(3): 63–68.

- [3] 嵇 伟,张建文,严双喜.风速对双馈风力发电机并网影响[J].电源技术,2013,37(8):1451-1454.
  Ji Wei, Zhang Jianwen, Yan Shuangxi. Influences of Wind Speed on DFIG Wind-Power Paralleling in Grid[J]. Chinese Journal of Power Sources, 2013, 37(8): 1451-1454.
- [4] 刘 静,黄 磊,康忠健,基于自抗扰控制技术的双馈
   型感应发电机功率解耦控制[J].电机与控制应用,2012,
   39(1): 57-61.

Liu Jin, Huang Lei, Kang Zhongjian. Decoupling Control of Power in Double-Fed Induction Generator Based on Auto-Disturbance Rejection Control Technology[J]. Electric Machines & Control Application, 2012, 39(1): 57–61.

[5] 刘远涛,杨俊华,谢景凤,等.双馈风力发电机有功功 率和无功功率的滑模解耦控制[J].电机控制与应用, 2010,37(4):39-43.

Liu Yuantao, Yang Junhua, Xie Jingfeng, et al. Sliding Mode Power Decoupled Control of Active and Reactive Power in Doubly Fed Wind Power Generator[J]. Electric Machines & Control Application, 2010, 37(4): 39–43.  [6] 赵广宇,潘 磊.双馈风电机组无功调节性能概述[J].风 能,2013(2):84-87.
 Zhao Guangyu, Pan Lei. Reactive Power Regulation Performance of Double-Fed Wind Turbine[J]. Wind Energy,

2013(2): 84-87.

[7] 殷明慧, 蒯狄正,李 群,等. 风机最大功率点跟踪的 失效现象[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(18): 40-47. Yin Minghui, Kuai Dizheng, Li Qun, et al. A Phenomenon of Maximum Power Point Tracking Invalidity of Wind Turbines[J]. Proceeding of the CSEE, 2011, 31(18): 40-47.

[8] 程启明,程尹曼,汪明媚,等.风力发电系统中最大功率点跟踪方法的综述[J].华东电力,2010,38(9):1393-1398.

Cheng Qiming, Cheng Yinman, Wang Mingmei, et al. Review on the Method of Tracking the Maximum Power Point in Wind Power Generation System[J]. East China Electric Power, 2010, 38(9) : 1393–1398.

[9] 陈毅东,杨育林,王立乔,等.风力发电最大功率点跟 踪技术及仿真分析[J].高电压技术,2010,36(5):1322-1326.

Chen Yidong, Yang Yulin, Wang Liqiao, et al. Maximum Power Point Tracking Technology and Simulation Analysis for Wind Power Generation[J]. High Voltage Engineering, 2010, 36(5): 1322–1326.

- [10] Mauricio J M, Marano A, G<sup>6</sup> mez-Exp<sup>6</sup> sito A, et al. Frequency Regulation Contribution Through Variable Speed Wind Energy Conversion Systems[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2009, 24(1): 173–180.
- [11] 刘 鑫,曲延滨.双馈风力发电系统最大功率追踪双模 控制研究[J]. 电气传动, 2013, 43(6): 20-23.
  Liu Xin, Qu Yanbin. Study on the Dual-Mode Control Used in Maximum Power Point Tracking Control of Doubly Fed Wind Power Generation System[J]. Electric Drive, 2013, 43(6): 20-23.

(责任编辑:邓光辉)