

doi:10.3969/j.issn.1673-9833.2012.06.007

# 双馈风力发电机空载并网控制策略研究

胡文, 肖强晖

(湖南工业大学 电气与信息工程学院, 湖南 株洲 412007)

**摘要:** 根据变速恒频双馈风力发电系统的运行原理, 基于定子磁链定向的矢量控制技术和网侧变换器电网电压定向的矢量控制技术, 设计了双馈风力发电机空载并网控制系统, 实现了双馈风力发电机的柔性并网和有功功率与无功功率的解耦控制及最大风能追踪。基于 Matlab/Simulink 仿真平台, 对双馈风力发电机空载并网模型进行了仿真, 并利用试验设备对双馈风力发电机空载并网进行试验验证。通过对仿真和试验结果的对比分析, 验证了所提控制方法的正确性和有效性。

**关键词:** 双馈风力发电机; 定子磁链定向; 电网电压定向; 矢量控制; 空载并网

中图分类号: TK83

文献标志码: A

文章编号: 1673-9833(2012)06-0025-05

## Study on No-Load Connected-Grid Control Strategy of Doubly-Fed Wind Power Generator

Hu Wen, Xiao Qianghui

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

**Abstract:** According to the operating principle of VSCF doubly-fed wind power generation system, designed a double-fed wind generator no-load connected-grid control system based on the stator flux oriented vector control technology and network side converter grid voltage oriented vector control technology, and achieved flexible connection of double-fed wind generator and the active and reactive power decoupling control as well as maximum wind energy tracking. Simulated the doubly-fed wind generator no-load grid-connection based on Matlab/Simulink platform, and through test equipment verified it. The comparative analysis on the simulation and experiment results prove that the proposed method is correct and effective.

**Keywords:** doubly-fed wind power generator; stator flux oriented; grid voltage oriented; vector control; no-load connected-grid control

## 0 引言

能源对国家和社会经济的发展具有全局性作用, 而随着能源的日益枯竭, 利用有效的发电机组获取能源成为广大科研工作者的研究热点<sup>[1-2]</sup>。双馈风力发电机具有体积较小、造价较低、质量较轻等优点,

因而已经成为发电机中的可靠选择, 使用双馈风力发电机组发电获取能源已然成为国家发电能源的必然发展趋势。相应地, 对于双馈风力发电机组的研究, 吸引了较多学者的关注。如程明等人<sup>[3]</sup>对双馈风力发电机的发展现状以及研究水平做了较为详细的介绍。

收稿日期: 2012-08-12

作者简介: 胡文(1986-), 女, 湖南娄底人, 湖南工业大学硕士生, 主要研究方向为现代电力电子技术及系统,

E-mail: huwen10150829@163.com

双馈风力发电机的并网方式有空载并网、负载并网和孤岛并网3种。张照彦等人<sup>[4]</sup>对空载并网方式的原理作了介绍,并通过发电机的建模与仿真研究,发现空载并网方式在并网过程中,定子的冲击电流较小,转子电流也能够稳定过渡,因而是一种较为理想的并网实施方案。因此,本文拟以交流励磁的双馈感应电机(double fed induction generator, DFIG)为研究对象,对DFIG的变速恒频运行原理<sup>[5]</sup>进行分析,建立DFIG在*d-q*坐标系下的数学模型,并且构建基于定子磁链定向的转子侧变频器的矢量系统,包括DFIG空载并网和接入电网后的控制策略。同时,对电流环PI调节器进行设计,以提高其动态响应速度和系统的抗干扰能力。最后,结合DFIG的转子侧及网侧控制策略,通过仿真和试验对设计的可行性进行验证。

### 1 DFIG*d-q*坐标系下的数学模型

DFIG的定转子绕组电压方程为:

$$\begin{cases} u_{sd} = R_s i_{sd} + p\psi_{sd} - \omega_1 \psi_{sq} \\ u_{sq} = R_s i_{sq} + p\psi_{sq} + \omega_1 \psi_{sd} \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} u_{rd} = R_r i_{rd} + p\psi_{rd} - \omega_s \psi_{rq} \\ u_{rq} = R_r i_{rq} + p\psi_{rq} + \omega_s \psi_{rd} \end{cases} \quad (2)$$

式中:  $u_{sd}$ ,  $u_{sq}$  分别为定子*d*轴和*q*轴上的电压;

$u_{rd}$ ,  $u_{rq}$  分别为转子在*d*轴和*q*轴上的电压;

$R_s$ ,  $R_r$  分别为定子和转子的电阻;

$i_{sd}$ ,  $i_{sq}$  分别为定子*d*轴和*q*轴上的电流;

$i_{rd}$ ,  $i_{rq}$  分别为转子在*d*轴和*q*轴上的电流;

$\psi_{sd}$ ,  $\psi_{sq}$  分别为定子*d*轴和*q*轴上的磁链;

$\psi_{rd}$ ,  $\psi_{rq}$  分别为转子在*d*轴和*q*轴上的磁链;

$p$  为微分算子,用 $p$ 代替微分符号  $d/dt$ ;

$\omega_1$  为电网交变角频率,即同步角速度;

$\omega_s$  为*d-q*坐标系下的转差角速度,即

$$\omega_s = \omega_1 - \omega_r,$$

其中  $\omega_r$  为转子旋转角速度。

DFIG的定转子磁链方程为:

$$\begin{cases} \psi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \\ \psi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} \psi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \\ \psi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \end{cases} \quad (4)$$

式中:  $L_s$  为*d-q*坐标系下两相定子绕组的自感;

$L_r$  为*d-q*坐标系下两相转子绕组的自感;

$L_m$  为*d-q*坐标系下同轴定、转子绕组间的等效互感。

将磁链方程(3)和(4)代入电压方程(1)和(2),可得在*d-q*坐标系下的电压方程为:

$$\begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \\ u_{rd} \\ u_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s p & 0 & L_m p & 0 \\ 0 & L_s p & 0 & L_m p \\ L_m p & 0 & L_r p & 0 \\ 0 & L_m p & 0 & L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_1 & 0 & 0 \\ \omega_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\omega_s \\ 0 & 0 & \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{sd} \\ \psi_{sq} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} \quad (5)$$

式(5)所示等式右边的系数矩阵中,第一项为电阻压降,第二项为电感压降,最后一项为旋转电动势。

DFIG的转矩方程为

$$T_c = p_n (\psi_{sq} i_{sd} - \psi_{sd} i_{sq}) = n_p L_m (i_{rd} i_{sq} - i_{rq} i_{sd})$$

式中:  $T_c$  为发电机电磁转矩;

$p_n$  为发电机极对数;

$n_p$  为发电机极对数,  $p_n = -n_p$ 。

### 2 电流环PI调节器的设计

由于*d*轴和*q*轴两电流内环结构具有对称性,因此本文只分析*d*轴。考虑到电流内环信号采样的延迟和脉宽调制(pulse width modulation, PWM)控制的小惯性特点,经过解耦后的*q*轴电流内环控制结构如图1所示。

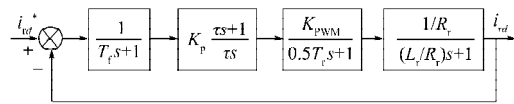


图1 *d*轴电流内环控制结构

Fig.1 The *d*-axis current inner loop control structure

图1中,  $\frac{1}{(T_f s + 1)}$  为电流采样及滤波的延迟传递函数,

其中  $s$  为传递函数的复变量,  $T_f$  为滤波时间常数,为了滤除开关过程产生延迟;式(6)中的  $T_s$  为开关周期,也是PWM调制波的载波周期, PWM变换器的延迟时间一般取平均失控时间,即  $0.5 T_s$ 。由于本文的PWM载波频率为5kHz,且  $T_f$  和  $0.5 T_s$  都是百微秒级,因此,可对图1所示*d*轴电流内环控制结构进行化简,简化后的内环控制结构如图2所示。

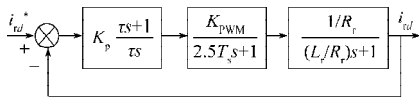


图2 简化后的d轴电流内环控制结构

Fig. 2 The simplified  $d$ -axis current inner loop control structure

选择PI调节器类型时,考虑到电流超调过大会损坏双馈电机,因此以牺牲系统的抗扰能力为代价放弃典型II型系统,而选择超调量较小的典型I型系统。可得电流开环传递函数为

$$W_o(s) = \frac{K_p K_{PWM}}{R_r \tau s (2.5 T_s s + 1)}, \quad (6)$$

式中:  $K_p$  为比例增益;

$K_{PWM}$  为桥路PWM等效增益;

$\tau$  为时间常数。

考虑到系统的动态响应速度以及超调量,根据典型I型系统的动态性能指标,取  $KT=0.5$ 。其中,  $K$  为放大倍数,  $T$  为时间常数。故有如下关系式:

$$\frac{2.5 T_s K_p K_{PWM}}{R_r \tau} = 0.5, \quad (7)$$

$$\text{解得 } K_p = \frac{R_r \tau}{5 T_s K_{PWM}} = \frac{L_r}{5 T_s K_{PWM}}, \quad (8)$$

$$K_I = \frac{K_p}{\tau} = \frac{R_r}{5 T_s K_{PWM}}. \quad (9)$$

其中  $K_I$  为积分增益。

将式(7)代入开环传递函数式(6)中,可得

$$W_o(s) = \frac{1/5 T_s s}{2.5 T_s s + 1}, \quad (10)$$

所以,系统的闭环传递函数为

$$W_{cl}(s) = \frac{1}{12.5 T_s^2 s^2 + 5 T_s s + 1}. \quad (11)$$

由于本文PWM的开关频率为5kHz,式(11)闭环传递函数分母中的第一项  $12.5 T_s^2 s^2$  要远小于第二项  $5 T_s s$ ,故可忽略第一项。简化后的闭环传递函数为

$$W_{cl}(s) \approx \frac{1}{5 T_s s + 1}. \quad (12)$$

### 3 DFIG 空载并网运行控制策略

空载并网在并网前,由于双馈电机的定子开路,故有:

$$\begin{cases} i_{sd} = 0, \\ i_{sq} = 0. \end{cases} \quad (13)$$

将式(13)代入双馈电机的定、转子磁链方程(3)和(4)中,可得:

$$\begin{cases} \psi_{sd} = L_m i_{rd}, \\ \psi_{sq} = L_m i_{rq}, \\ \psi_{rd} = L_r i_{rd}, \\ \psi_{rq} = L_r i_{rq}. \end{cases} \quad (14)$$

将磁链方程(14)代入双馈电机的电压方程(1)和(2)中,可得:

$$\begin{cases} u_{sd} = -\omega_1 L_m i_{rq}, \\ u_{sq} = \omega_1 L_m i_{rd}, \\ u_{rd} = R_r i_{rd} + p L_r i_{rd} - \omega_s L_r i_{rq}, \\ u_{rq} = R_r i_{rq} + p L_r i_{rq} + \omega_s L_r i_{rd}. \end{cases} \quad (15)$$

在并网前因为没有电磁转矩,故有  $T_e=0$ 。并网前后运动方程不变。式(13)和式(15)为空载并网前的双馈电机数学模型。

为了使双馈电机  $d$  轴和  $q$  轴变量间不相互耦合,采用PI调节器,转子电压方程为:

$$\begin{cases} u_{rd} = \left( K_p + \frac{K_I}{s} \right) (i_{rd}^* - i_{rd}) - \omega_s L_r i_{rq}, \\ u_{rq} = \left( K_p + \frac{K_I}{s} \right) (i_{rq}^* - i_{rq}) + \omega_s L_r i_{rd}; \end{cases} \quad (16)$$

将式(16)代入式(15)的转子电压方程中可得:

$$\begin{cases} \frac{di_{rd}}{dt} = -\frac{1}{L_r} \left( K_p + \frac{K_I}{s} + R_r \right) i_{rd} + \frac{1}{L_r} \left( K_p + \frac{K_I}{s} \right) i_{rd}^*, \\ \frac{di_{rq}}{dt} = -\frac{1}{L_r} \left( K_p + \frac{K_I}{s} + R_r \right) i_{rq} + \frac{1}{L_r} \left( K_p + \frac{K_I}{s} \right) i_{rq}^*. \end{cases} \quad (17)$$

式(17)中,转子励磁电流的  $d$  轴分量和  $q$  轴分量不再耦合,实现了解耦,为控制系统的实现打下了基础。

风力发电系统并网的条件是定子输出电压与电网电压同频、同幅、同相,只有这样,并网合闸的瞬间才不会产生冲击电流流进或流出电机。所以有  $u_{sd}=u_{gd}$ ,  $u_{sq}=u_{gq}$ , 式中  $u_{gd}$  为电网  $d$  轴电压,  $u_{gq}$  为电网  $q$  轴电压。电压式中,电网电压定向下的电压方程改写为:

$$\begin{cases} u_{sd} = -\omega_1 L_m i_{rq} = u_{gd} = U_g, \\ u_{sq} = \omega_1 L_m i_{rd} = u_{gq} = 0; \end{cases} \quad (18)$$

式中  $U_g$  为电网电压。

整理后可得:

$$\begin{cases} i_{rd} = 0, \\ i_{rq} = -\frac{u_{gd}}{\omega_1 L_m}. \end{cases} \quad (19)$$

根据式(13)~(19)可以得到交流励磁双馈发电机空载并网控制策略,其控制原理如图3所示。

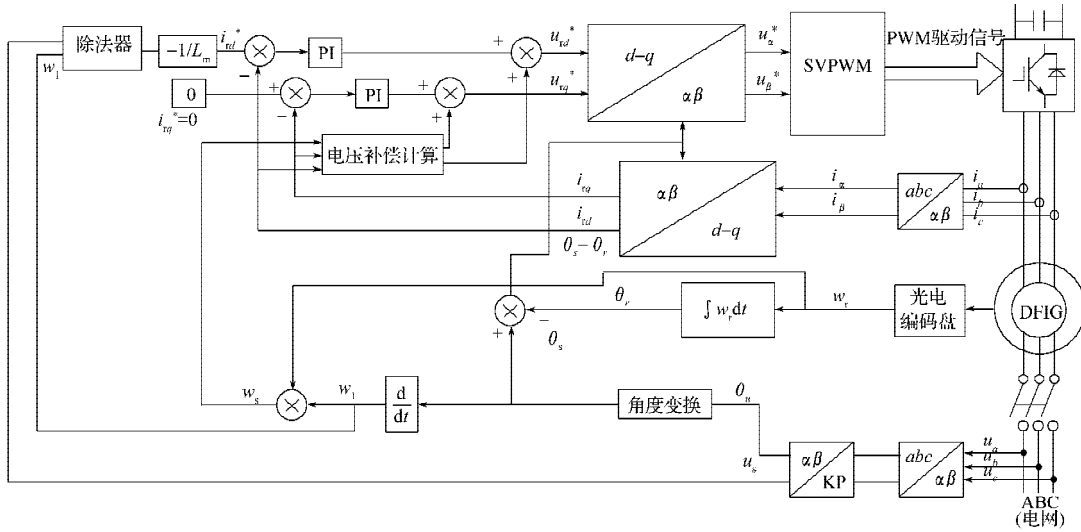


图3 交流励磁DFIG空载运行控制原理框图

Fig. 3 The block diagram for AC excitation DFIG no-load operation control

### 4 MW级DFIG空载并网仿真及试验结果

#### 4.1 仿真结果

发电机的主要技术参数如下：定转子额定电压为620/414 V；定转子额定电流为1 192/381 A；额定转速为1 800 r/min；额定频率为50 Hz；定转子接法采用 $\Delta/Y$ 型；相数为3；级数为4；温度为95℃下的定子电阻 $r_1$ 为0.007 07  $\Omega$ ，定子电抗 $x_1$ 为0.048 98  $\Omega$ ，转子折合电阻 $r_2'$ 为0.004 82  $\Omega$ ，转子折合电抗 $x_2'$ 值为0.067 8  $\Omega$ ，励磁电阻 $R_m$ 为115.576  $\Omega$ ，励磁电抗 $X_m$ 为2.698 84  $\Omega$ 。通过Simulink仿真，所得空载并网前后定子A相电压与电网A相电压波形如图4。

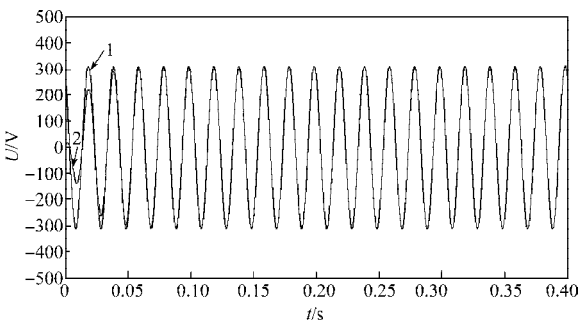


图4 空载并网前后定子A相电压与电网A相电压

Fig. 4 The stator A-phase voltage and the grid A-phase voltage before and after no-load grid-connection

图4中曲线1是电网电压波形，曲线2是电机定子输出电压波形。从图4中可看出，电网电压波形与电机定子输出波形较为接近，说明电机并网仿真结果比较理想。

空载并网前后定子A相电压与电网A相电压间两者的误差仿真波形如图5所示。

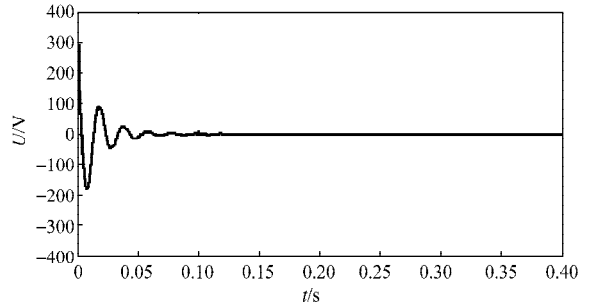


图5 空载并网前后定子A相电压与电网A相电压间的误差

Fig. 5 The error between the stator A-phase voltage and the grid A-phase voltage before and after no-load grid-connection

从图5可知，定子A相电压与电网A相电压两者的误差在0.1 s之后为零，说明了定子电压与电网电压的幅值、频率以及相位都一致，满足了并网的条件，可以实施并网。

#### 4.2 试验检测波形结果

试验所得定子电压与网侧u相、v相电压检测波形见图6。

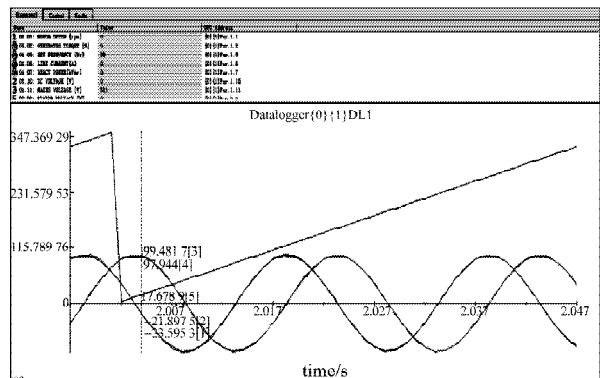


图6 定子电压与网侧u相、v相电压波形

Fig. 6 The waveforms for stator voltage and u-phase and v-phase voltage of grid-side

图6中线[1]为定子 $u$ 相电压波形,线[2]为网侧 $u$ 相电压波形,线[3]为定子 $v$ 相电压波形,线[4]为网侧 $v$ 相电压波形,线[5]为转轴角度随时间变化关系曲线。从图6中可以看出,定子电压与网侧的电压 $u$ 相接近重合、定子电压与网侧电压 $v$ 相接近重合,这表明实现了发电机与电网的柔性并网。

试验所得定子输出的电流检测波形见图7。

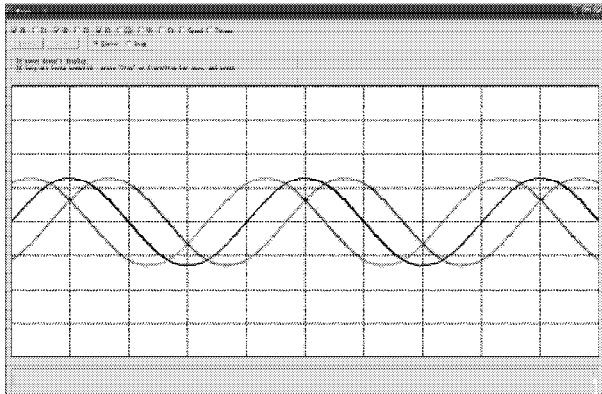


图7 定子输出的电流波形

Fig. 7 The waveform of the stator output current

从图7中可看出,定子电流输出的三相波形稳定,谐波少,电机并网后输出的电流较理想。

## 5 结论

研究基于定子磁链定向的矢量控制<sup>[6-7]</sup>和电网电压定向的矢量控制<sup>[8-9]</sup>策略,设计了 $d-q$ 坐标系下的DFIG的数学模型,对电流环PI调节器进行了设计,在并网过程中,定子输出电流平稳,冲击电流几乎为零,定子电压与电网电压在0.05 s之前顺利实现并网。从仿真和试验中可以看出,空载并网方式很好地实现了发电机与电网间的柔性并网过程。仿真和试验结果表明,此控制策略及PI调节器设计是正确可行的。

### 参考文献:

- [1] 王秀丽. 风力发电系统发展现状分析[J]. 华电技术, 2010, 32(8): 73-75.  
Wang Xiuli. Analysis of the Development of Wind Power Generation System[J]. Huadian Technology, 2010, 32(8): 73-75.
- [2] 潘艺, 周鹏展, 王进. 风力发电机叶片技术发展概述[J]. 湖南工业大学学报, 2007, 21(3): 48-51.  
Pan Yi, Zhou Pengzhan, Wang Jin. Overview of the Technical Development for the Blade of Wind Power-Generation[J]. Journal of Hunan University of Technology, 2007, 21(3): 48-51.
- [3] 程明, 张运乾, 张建忠. 风力发电发展现状及研究进展[J]. 电力科学与技术学报, 2009, 24(3): 2-9.  
Cheng Ming, Zhang Yunqian, Zhang Jianzhong. Development and Research Progress of Wind Power Generators[J]. Electric Power Science and Technology, 2009, 24(3): 2-9.
- [4] 张照彦, 马永光. 双馈异步风力发电机建模与仿真研究[J]. 电力科学与工程学报, 2010, 26(1): 5-9.  
Zhang Zhaoyan, Ma Yongguang. Modeling and Simulation Research of Doubly-Fed Asynchronous Wind Power Generator[J]. Electric Power Science and Engineering, 2010, 26(1): 5-9.
- [5] 任永峰, 李含善, 李建林, 等. 并网型双馈电机风力发电系统建模与仿真[J]. 电力系统及其自动化学报, 2009, 21(5): 24-29.  
Ren Yongfeng, Li Hanshan, Li Jianlin, et al. Modeling and Simulation of Grid-Connected DFIG Wind Power Generation System[J]. Proceedings of the Chinese Society of Universities for Electric Power System and Its Automation, 2009, 21(5): 24-29.
- [6] 卢洪锋. 交流励磁风力发电系统及其控制策略的研究[D]. 北京: 华北电力大学, 2007.  
Lu Hongfeng. AC Excited Wind Power Generation System and Its Control Strategy[D]. Beijing: North China Electric Power University, 2007.
- [7] 魏毅立, 齐晓军, 吴振奎, 等. 双馈感应发电机风力发电机组矢量控制研究[J]. 内蒙古科技大学学报, 2007, 26(4): 322-326.  
Wei Yili, Qi Xiaojun, Wu Zhenkui, et al. The Study of the Vector Control System of the Doubly-Fed Induction Generators for Wind Turbines[J]. Journal of Inner Mongolia University of Science and Technology, 2007, 26(4): 322-326.
- [8] 周明明, 李世华. 变速恒频双馈风力发电机并网的复合控制[J]. 东南大学学报: 自然科学版, 2012, 42(1): 55-61.  
Zhou Mingming, Li Shihua. Composite Control for Cutting-in Control of Variable Speed Constant Frequency Doubly Fed Wind Power Generator[J]. Journal of Southeast University: Natural Science Education, 2012, 42(1): 55-61.
- [9] 白廷玉. 变速恒频双馈风力发电机矢量控制研究[D]. 北京: 华北电力大学, 2007: 21-42.  
Bai Tingyu. Study on Vector Control for VSCF Doubly-Fed Wind Power Generator[D]. Beijing: North China Electric Power University, 2007: 21-42.

(责任编辑: 廖友媛)