

## 双馈感应风力发电机组的非线性变结构空载并网控制策略

丁贵立<sup>1†</sup>, 王 奔<sup>2</sup>

(1. 武汉大学 电气工程学院, 湖北 武汉 430072; 2. 西南交通大学 电气工程学院, 四川 成都 610031)

**摘要:** 采用矢量控制结合PI控制来实现双馈感应发电机并网时, 电机的各种磁链以及电压电流交叉耦合补偿部分都会降低电网电压跟踪的速度, 使动态响应性能不够理想, 令超调量增大. 本文采用变结构控制与全状态反馈线性化解耦相结合的控制策略, 来控制双馈感应发电机组的空载并网过程. 在MATLAB仿真模型基础上, 从空载并网时发电机定子电压对电网电压的跟踪、并网过渡过程中定转子电流变化情况, 和并网后功率调节和最大风能捕获这3个阶段进行了仿真分析. 最后将非线性变结构控制器与传统矢量控制外加PI调节控制的仿真结果进行了对比分析. 结果表明, 采用全状态反馈线性化变结构控制的双馈感应风力发电机组, 可以实现发电机的平滑并网, 并网效果较好, 定子电流对电网冲击小, 转子电流实现比较平稳的过渡. 并网后, 发电机能够有效地进行最大风能捕获, 实现变速恒频发电和有功、无功功率的独立调节控制. 通过与传统矢量控制的比较分析, 可以看出, 双馈感应风力发电机组采用状态反馈精确线性化变结构控制器比传统矢量PI控制器对电网电压跟踪速度更快, 动态响应更快速、调节时间和超调量更小.

**关键词:** 双馈感应电机; 风力发电; 空载并网; 精确线性化; 滑模变结构

**中图分类号:** TP315      **文献标识码:** A

## Nonlinear sliding-mode variable structure control for no-load double-fed induction generator cutting-in wind power grids

DING Gui-li<sup>1†</sup>, WANG Ben<sup>2</sup>

(1. School of Electrical Engineering, Wuhan University, Wuhan Hubei 430072, China;

2. School of Electrical Engineering, Southwest Jiaotong University, Chengdu Sichuan 610031, China)

**Abstract:** In applying the traditional vector and PI control to a no-load double-fed induction generator when cutting-in the wind power grids, the existing magnetic flux linkages and the compensation between cross-coupling voltages and currents will lower the speed of the generator in tracking the power grid voltage, resulting in a deterioration of dynamic response performances and an increment of the overshoot voltage. To deal with these disadvantages, we propose a nonlinear sliding-mode variable structure control system to improve the no-load cutting-in performance. On a Matlab platform, we investigate by simulation the following three performances in/after the cutting-in processes: the generator stator voltage in tracking the grid voltage in no-load cutting-in; the generator stator/rotor current and voltage variations during the transition period of cutting-in; the power regulation and the maximum power pursuing (MPP) after the cutting-in. Simulation results between the traditional vector and PI control and the proposed control are compared; the conclusions show that the proposed control completely decouples the active power and the reactive power in regulation, realizes a rapid and mild no-load cutting-in, and achieves the MPP control after the cutting-in. The stator current makes only a minor strike to the grid, and the rotor current has a steady transition in the cutting-in period. Consequently, the proposed control method tracks the grid voltage faster and provides a more rapid dynamic response with a smaller overshoot.

**Key words:** doubly-fed induction generator; wind power generation; no-load cutting-in; exact linearization theory; sliding-mode variable structure control

### 1 引言(Introduction)

由于石油天然气等传统能源终将消耗殆尽以及由其产生的严重环境污染等问题已经迫在眉睫, 开发利用可再生的清洁能源成为解决当今能源短缺问题和环境污染问题的必然选择. 作为全球发展最快的可再

生能源, 风力发电已成为目前具有大规模开发利用和良好市场前景的新能源发电技术. 双馈感应风力发电系统由于具有成本低、可变速恒频运行、有功无功可解耦控制、转差功率小、运行稳定、最大风能捕获<sup>[1-6]</sup>等优点成为最广泛应用的变速恒频风力发电机

型,适合于随机性强的风能发电.双馈感应发电机是一个多变量强耦合的高阶非线性系统,如何保证其可靠平滑的并网是研究这种双馈感应风力发电机组的重要课题.矢量控制技术<sup>[7]</sup>的应用可有效简化并网控制策略.通过坐标变换,矢量控制技术将三相静止坐标系下定转子的电压电流和磁链等变换到两相同步旋转坐标系中,实现对有功无功功率的解耦控制.

矢量控制的缺点是:确定参考轴时采用的磁链定向法需要估算电机各种磁链,而且存在电压的交叉耦合补偿.这种控制方式对电机参数的依赖性很高,动态响应性能不够理想.因此,如何降低控制系统对电机参数的敏感性、提高系统的动态响应性能以及增强控制系统的鲁棒性,是双馈感应发电机并网控制的关键.

双馈感应电机本质上是一个时变强耦合的高阶非线性系统,因此采用精确线性化理论的解耦控制方法比矢量控制等方法更能反映电机本质物理特性,再结合对外界干扰和参数摄动具鲁棒性的滑模变结构控制理论设计控制律,以期能较好地解决一般并网控制策略对电机参数变动和外界扰动比较敏感和超调量超调时间较大的问题,这就是本文将非线性变结构理论应用于双馈感应电机并网控制的初衷.

## 2 双馈感应电机模型(Model of double-fed induction motor)

### 1) 磁链方程

$$\begin{cases} \psi_{sd} = L_s i_{sd} - L_0 i_{rd}, \\ \psi_{sq} = L_s i_{sq} - L_0 i_{rq}, \\ \psi_{rd} = -L_0 i_{sd} + L_r i_{rd}, \\ \psi_{rq} = -L_0 i_{sq} + L_r i_{rq}. \end{cases} \quad (1)$$

### 2) 电压方程

$$\begin{cases} u_{sd} = -R_s i_{sd} - p\psi_{sd} + \omega_1 \psi_{sq}, \\ u_{sq} = -R_s i_{sq} - p\psi_{sq} - \omega_1 \psi_{sd}, \\ u_{rd} = R_r i_{rd} + p\psi_{rd} - \omega_2 \psi_{rq}, \\ u_{rq} = R_r i_{rq} + p\psi_{rq} + \omega_2 \psi_{rd}. \end{cases} \quad (2)$$

上述式子中:  $L_s, L_{s\sigma}, L_r, L_{r\sigma}, L_0$  分别为定子自感、定子漏感、转子自感、转子漏感,以及定子转子间的互感;  $i_{sd}, i_{sq}$  表示定子电流  $d, q$  轴分量,  $i_{rd}, i_{rq}$  表示转子电路  $d, q$  轴分量,  $\omega_1$  表示同步角速度,  $\omega_2$  表示转差角速度.

发电机空载时有  $i_{sd} = i_{sq} = 0$ , 将其代入式(1)中定子磁链的方程式,且定子与电网直接相连运行于工频工况可忽略定子电阻.结合  $\psi_{sd} = \psi_s, \psi_{sq} = 0; u_{sd} = 0, u_{sq} = -U_g$  求得

$$\begin{cases} \psi_s = -L_0 i_{rd}, \\ 0 = -L_0 i_{rq}. \end{cases} \quad (3)$$

又可推知

$$\begin{cases} i_{rd} = -\frac{\psi_s}{L_0}, \\ i_{rq} = 0. \end{cases} \quad (4)$$

改写式(1)中转子的磁链方程式如下:

$$\begin{cases} \psi_{rd} = L_r i_{rd}, \\ \psi_{rq} = L_r i_{rq} = 0. \end{cases} \quad (5)$$

把式(5)代入式(2)中的转子电压方程式,可推出

$$\begin{cases} u_{rd} = (R_r + L_r p) i_{rd}, \\ u_{rq} = \omega_2 L_r i_{rd}. \end{cases} \quad (6)$$

转子电压是动态调整的,在实际的电机空载运行过程中  $i_{rq}$  不是严格稳定为零,根据式(2)中后两式将其中下标为  $rq$  的量用  $i_{rq}$  替换从而将式(6)中转子的电压方程式修改为如下:

$$\begin{cases} u_{rd} = R_r i_{rd} + L_r p i_{rd} - \omega_2 L_r i_{rq}, \\ u_{rq} = R_r i_{rq} + L_r p i_{rq} + \omega_2 L_r i_{rd}. \end{cases} \quad (7)$$

## 3 双馈感应电机空载并网的非线性变结构控制策略(Nonlinear variable structure control strategy for double-fed induction motor's no-load cutting-in)

本文引入精确线性化解耦方法和变结构控制<sup>[8-9]</sup>理论设计转子电流的控制系统.

### 3.1 状态反馈精确线性化方法解耦(Decoupled method of state feedback exact linearization)

取状态变量表示为

$$(x_1, x_2) = (i_{rd}, i_{rq}).$$

取输入变量表示为

$$(u_1, u_2) = (u_{rd}, u_{rq}).$$

选取输出变量表示为

$$(y_1, y_2) = (x_1, x_2).$$

转子电压方程式(7)改写成的状态方程

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = (-R_r x_1 + \omega_2 L_r x_2 + u_1)/L_r, \\ \dot{x}_2 = (-R_r x_2 - \omega_2 L_r x_1 + u_2)/L_r, \\ y_1 = x_1, y_2 = x_2. \end{cases} \quad (8)$$

再将上式改写成仿射非线性形式:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}_1(\mathbf{x}) + \mathbf{g}_1(\mathbf{x})u_1 + \mathbf{g}_2(\mathbf{x})u_2, \\ y_1 = h_1(\mathbf{x}), \\ y_2 = h_2(\mathbf{x}). \end{cases} \quad (9)$$

在式(9)中:

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} -R_r x_1/L_r + \omega_2 x_2, \\ -R_r x_2/L_r - \omega_2 x_1, \end{bmatrix}, \quad (10)$$

$$\mathbf{g}_1(\mathbf{x}) = [1/L_r \ 0]^T, \mathbf{g}_2(\mathbf{x}) = [0 \ 1/L_r]^T,$$

$$y_1 = h_1(\mathbf{x}) = x_1, y_2 = h_2(\mathbf{x}) = x_2.$$

令  $\mathbf{f}(\mathbf{x}) = [f_1(\mathbf{x}) \ f_2(\mathbf{x})]^T$ .

为验证系统能否进行全状态精确线性化, 需验证相对阶的和是否等于状态向量的维数.

对于  $y_1 = h_1(\mathbf{x})$  可计算得到

$$L_{g_1} h_1(\mathbf{x}) = \left[ \frac{\partial h_1(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} \right] \mathbf{g}_1(\mathbf{x}) = 1/L_r,$$

$$L_{g_2} h_1(\mathbf{x}) = \left[ \frac{\partial h_1(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} \right] \mathbf{g}_2(\mathbf{x}) = 0.$$

由关于相对阶的定义可知  $r_1 = 1$ .

对  $y_2 = h_2(\mathbf{x})$ , 同样可得

$$L_{g_1} h_2(\mathbf{x}) = \left[ \frac{\partial h_2(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} \right] \mathbf{g}_1(\mathbf{x}) = 0,$$

$$L_{g_2} h_2(\mathbf{x}) = \left[ \frac{\partial h_2(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} \right] \mathbf{g}_2(\mathbf{x}) = 1/L_r.$$

则  $r_2 = 1$ , 相对阶满足  $r_1 + r_2 = 2 = n$ . 因此非线性系统(8)可实现全状态线性化, 即存在一个坐标变换

$$\mathbf{z} = [\phi_1(\mathbf{x}) \ \phi_2(\mathbf{x})]^T = [h_1(\mathbf{x}) \ h_2(\mathbf{x})]^T$$

使原非线性系统转化为具线性特征的系统. 然后验证此坐标变换是否是一个合格的坐标变换, 也就是它不是一个微分同胚.

验证如下: 由于

$$\frac{\partial \phi}{\partial \mathbf{x}^T} = \begin{bmatrix} \frac{\partial \phi_1(\mathbf{x})}{\partial x_1} & \frac{\partial \phi_1(\mathbf{x})}{\partial x_2} \\ \frac{\partial \phi_2(\mathbf{x})}{\partial x_1} & \frac{\partial \phi_2(\mathbf{x})}{\partial x_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \tag{11}$$

可知该矩阵对任意  $x$  都是非奇异的, 因此坐标变换  $\mathbf{z} = [\phi_1(\mathbf{x}) \ \phi_2(\mathbf{x})]^T$  是一个全局微分同胚, 也就是一个合格的非线性坐标变换矩阵.

在上述坐标变换作用下, 系统状态方程变为

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = L_f h_1(\mathbf{x}) + L_{g_1} h_1(\mathbf{x}) u_1, \\ \dot{z}_2 = L_f h_2(\mathbf{x}) + L_{g_2} h_2(\mathbf{x}) u_2. \end{cases} \tag{12}$$

输出方程为

$$\begin{cases} h_1 = z_1, \\ h_2 = z_2. \end{cases} \tag{13}$$

由输入输出线性化后的方程(12)可以看出, 原来的2阶非线性系统反馈线性化后变为一个反映系统输入输出关系的2维线性系统, 系统无内部不可控状态.

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_r x_1 + w_2 L_r x_2 + L_r (k_1 (x_1^* - x_1) + \varepsilon_1 \text{sgn}(x_1^* - x_1)) \\ -R_r x_2 - w_2 L_r x_1 + L_r (k_2 (x_2^* - x_2) + \varepsilon_2 \text{sgn}(x_2^* - x_2)) \end{bmatrix}. \tag{19}$$

图1表示状态反馈精确线性化变结构控制策略下双馈风力感应发电系统空载并网控制原理图.

文献[10]得出了这样的结论: 系统零动态子系统的局部渐进稳定性是系统内动态子系统局部渐进稳定性的充分条件.

零动态子系统的定义: 选定输入量使得系统的输出量为零, 此时系统内动态子系统即为零动态子系统.

由上述定义可令输出量  $z_1 = z_2 = 0$ , 并将其代入原非线性方程组(8)必然可以求出系统输入  $u_1(0, \eta)$  和  $u_2(0, \eta)$ , 且它们都是有限量, 也就是说系统实现了全状态线性化, 且线性化后的系统是可控的、稳定的, 系统的零动态子系统是一个恒为零的系统.

令  $z_1 = v_1, z_2 = v_2$ , 则由式(12)可推知

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{g_1} h_1(\mathbf{x}) & L_{g_2} h_1(\mathbf{x}) \\ L_{g_1} h_2(\mathbf{x}) & L_{g_2} h_2(\mathbf{x}) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -L_f h_1(\mathbf{x}) + v_1 \\ -L_f h_2(\mathbf{x}) + v_2 \end{bmatrix}, \tag{14}$$

其中:

$$L_f h_1(\mathbf{x}) = -R_r x_1 / L_r + \omega_2 x_2,$$

$$L_f h_2(\mathbf{x}) = -R_r x_2 / L_r - \omega_2 x_1.$$

非线性系统变换为如下的Brunovsky标准型:

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = v_1, \\ y_1 = z_1, \end{cases} \tag{15}$$

$$\begin{cases} \dot{z}_2 = v_2, \\ y_2 = z_2. \end{cases} \tag{16}$$

Brunovsky标准型中的控制量  $v$  则可以通过如下的变结构控制理论设计.

### 3.2 变结构控制器的设计(Design of variable structure controller)

对于子系统(15), 由于  $z_1 = y_1 = x_1$ , 所以控制器的设计目标是:  $x_1 \rightarrow x_1^*$ , 应用变结构控制原理取切换面为  $s_1 = x_1 - x_1^*$ , 采用趋近律设计并令

$$\dot{s}_1 = -k_1 s_1 - \varepsilon_1 \text{sgn} s_1,$$

可求得系统的变结构控制律如下:

$$v_1 = k_1 (x_1^* - x_1) + \varepsilon_1 \text{sgn}(x_1^* - x_1), \tag{17}$$

其中  $\text{sgn}(x_1^* - x_1)$  为符号函数, 为抑制高频抖动现象, 本文用饱和函数  $\text{sat}(\cdot)$  加以代替.

同样可设计子系统(16)的控制律如下:

$$v_2 = k_2 (x_2^* - x_2) + \varepsilon_2 \text{sgn}(x_2^* - x_2). \tag{18}$$

由此得整个系统解耦控制律如下:

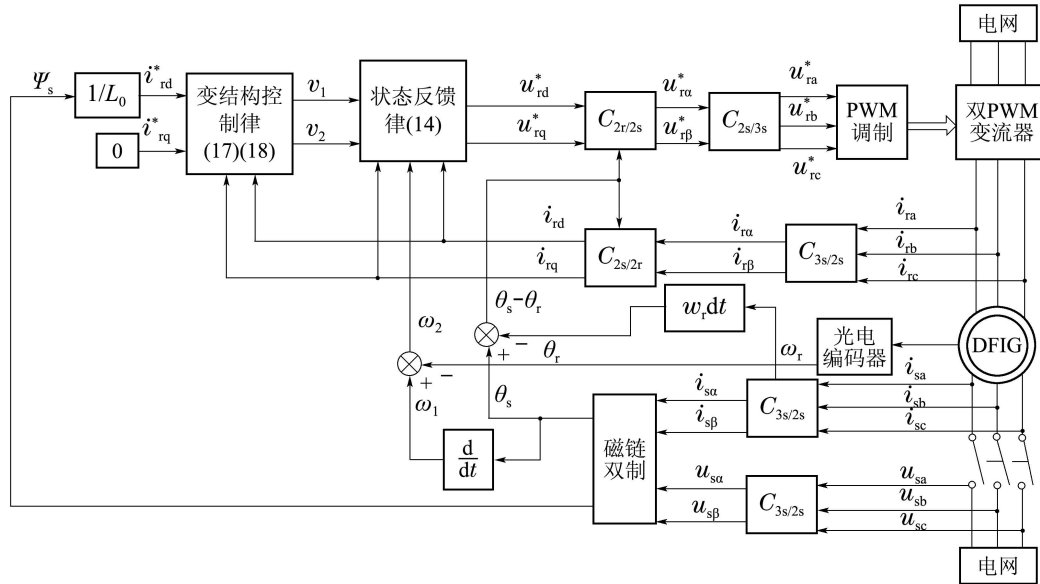


图1 状态反馈精确线性化变结构控制策略下双馈风力感应发电系统空载并网控制原理图

Fig. 1 Principle scheme of no-load cutting-in control for VSCF doubly fed wind power generator

### 4 仿真(Simulation)

在MATLAB仿真模型基础上, 从空载并网时发电机定子电压对电网电压的跟踪、并网过渡过程中定转子电流变化情况这两个阶段进行仿真分析. 最后将非线性变结构控制器与传统矢量控制外加PI调节控制下的仿真结果进行了对比分析.

风力机参数如下: 空气密度  $\rho = 1.25 \text{ kg/m}^3$ ; 最佳叶尖速比  $\lambda_m = 8.1$ ; 最佳风能利用系数  $C_{p\max} = 0.48$ ; 叶片半径  $R = 2.5 \text{ m}$ ; 齿轮箱的增速比  $k = 5.289$ .

双馈感应发电机的参数设置如下: 定子侧绕组电阻  $R_1 = 1.9188 \Omega$ ; 转子侧绕组电阻  $R_2 = 2.5712 \Omega$ ; 定子自感  $L_1 = 0.24144 \text{ H}$ ; 转子自感  $L_2 = 0.24144 \text{ H}$ ; 定转子间互感  $L_m = 0.2340 \text{ H}$ ; 电网频率  $f = 50 \text{ Hz}$ ; 额定电压  $U = 380 \text{ V}$ ; 转动惯量  $J = 0.2 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ ; 极对数  $n_p = 2$ .

空载并网控制模块控制器的仿真参数如下:  $k_1 = 400, \varepsilon_1 = 2, k_2 = 300, \varepsilon_2 = 1$ .

#### 4.1 空载并网前仿真分析与比较(Simulation analysis and contrast before no-load cutting-in)

并网前检测电网电压幅值相位和频率信息作为控制依据, 通过控制模块调节发电机的转子电压来控制发电机的定子端电压, 待定子端电压与电网电压匹配时就可以进行并网操作.

本文空载仿真过程如下: 在原动机的拖动下, 双馈发电机转子转速稳定运行在1200 r/min, 观察定子A相电压与电网A相电压波形如图2-5所示.

图2表示在仿真刚刚开始的两个周期内, 双馈感

应电机端电压与电网电压的对比波形, 图3表示双馈感应电机端电压与电网电压的误差; 图4-5表示在并网时刻瞬间(即1 s前后)双馈感应电机端电压与电网电压的波形对比图及其误差.

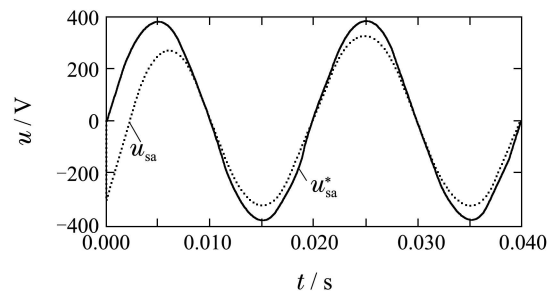


图2 最初两周期内双馈感应电机端电压与电网电压的波形对比图

Fig. 2 Contrast between doubly-fed induction motor terminal voltage and grid voltage in the first two cycles

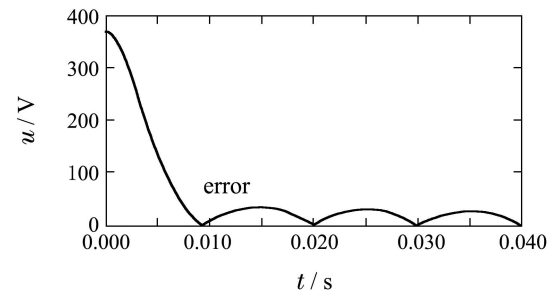


图3 最初两周期内双馈感应电机端电压与电网电压误差波形图

Fig. 3 waveforms of error between doubly-fed induction motor terminal voltage and grid voltage in the first two cycles

从图4和5可以看出在状态反馈精确线性化变结

构控制策略下的空载并网过程中, 双馈感应电机端电压与电网电压趋于一致, 误差迅速变小并接近于零, 符合并网的条件, 而且从图可看出, 对定子端电压调节较快、精度较高, 不会对电网造成太大冲击.

的过渡过程波形图可以看出并网时刻定子电流都经过一个瞬间的调节过程, 定子电流对电网的冲击比较小, 转子电流实现了比较平稳的过渡.

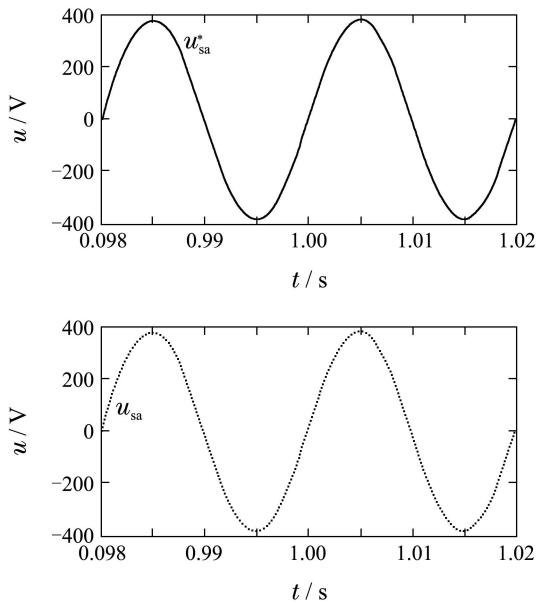


图 4 并网瞬间双馈感应电机端电压与电网电压的波形对比图

Fig. 4 Contrast between doubly-fed induction motor terminal voltage and grid voltage at the moment of cutting-in process

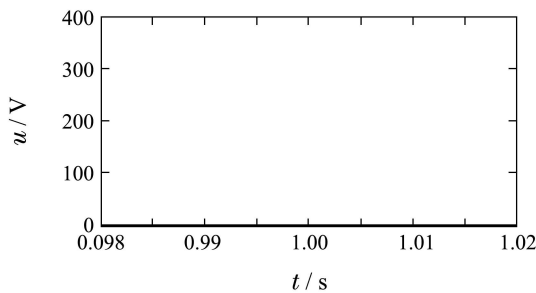


图 5 并网瞬间双馈感应电机端电压与电网电压的误差波形图

Fig. 5 Waveforms of error between doubly-fed induction motor terminal voltage and grid voltage at the moment of cutting-in process

#### 4.2 系统并网过渡过程分析(Transition process analysis of system cutting-in)

并网过渡过程的仿真过程如下: 双馈感应发电机在1200r/min的转速下空载稳定运行1s后并网, 并网时刻给定风速7.5 m/s, 无功功率给定值500 var.

图6为并网整个过程中定子电流的波形图; 图7表示并网瞬间定子电流的过渡过程; 图8为并网整个过程中转子的电流波形, 图9为并网瞬间转子电流的过渡过程图; 从图7和图9并网瞬间定转子电流

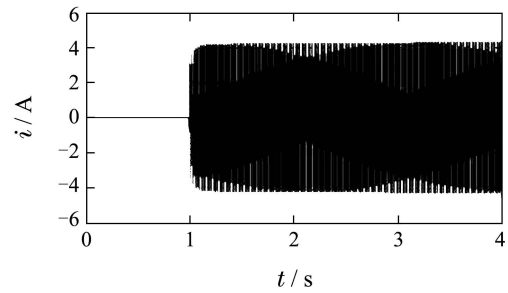


图 6 整个并网过程中定子的电流波形图

Fig. 6 Stator current in the entire cutting-in process

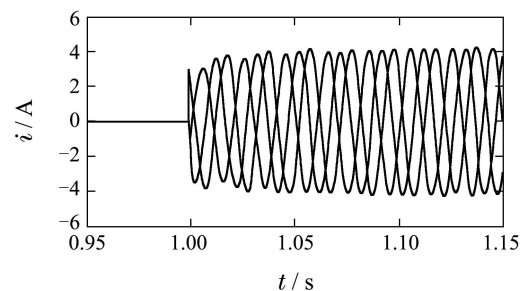


图 7 并网时刻瞬间定子电流的过渡过程

Fig. 7 Transition process of stator current at the moment of cutting-in process

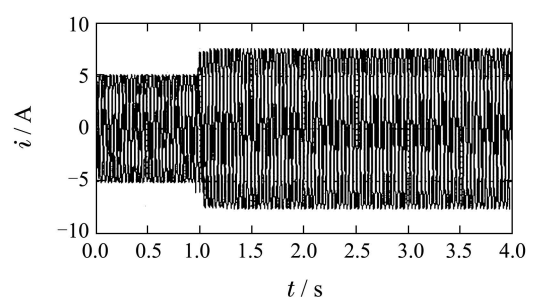


图 8 整个并网过程中转子的电流波形图

Fig. 8 Rotor current in the entire cutting-in process

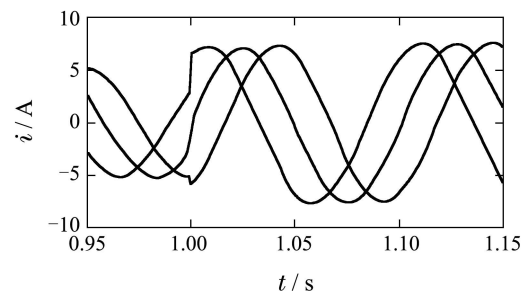


图 9 并网时刻瞬间转子电流的过渡过程图

Fig. 9 Transition process of rotor current at the moment of cutting-in process

### 4.3 状态反馈精确线性化变结构控制与矢量PI控制下空载并网过程仿真比较(Simulation contrast for no-load cutting-in process between traditional PI vector control strategy and state feedback exact linearization variable structure control strategy)

图10表示电网电压稳定于380 V, 发电机转子稳定运行于1200 r/min工况下, 状态反馈精确线性化变结构控制策略下双馈感应电机端电压跟踪电网电压的波形图; 图11则表示电网电压稳定于380 V, 发电机转子稳定运行于1200 r/min时, 传统矢量控制与PI控制策略下双馈感应电机端电压跟踪电网电压波形图. 对比图10和图11可知, 状态反馈精确线性化变结构控制策略比矢量PI控制下的响应速度要快, 双馈感应电机端电压能迅速跟踪电网电压.

图中实线表示电网电压a相电压, 虚线表示双馈感应电机机端a相电压.

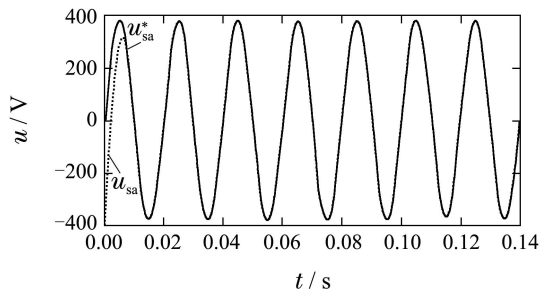


图 10 状态反馈精确线性化变结构控制策略下双馈感应电机端电压跟踪电网电压波形图

Fig. 10 Waveforms of doubly-fed induction motor terminal voltage tracking grid voltage under state feedback exact linearization variable structure control strategy

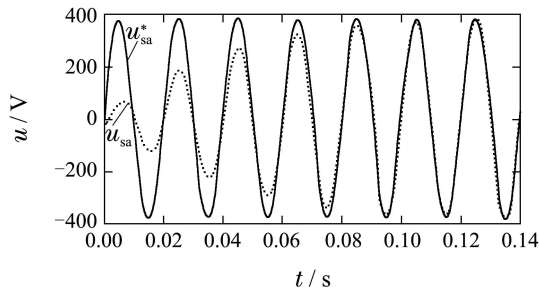


图 11 传统矢量PI控制下双馈感应电机端电压跟踪电网电压波形图

Fig. 11 Waveforms of doubly-fed induction motor terminal voltage tracking grid voltage under traditional PI vector control strategy

## 5 结论(Conclusions)

仿真结果表明, 采用状态反馈精确线性化变结构控制的双馈感应风力发电机组, 可以实现发电机

的平滑并网, 并网效果较好, 定子电流对电网冲击小, 转子电流实现比较平稳的过渡.

通过与传统矢量控制的比较分析, 可以看出, 双馈感应风力发电机组采用状态反馈精确线性化变结构控制器比传统矢量PI控制器对电网电压跟踪速度更快、动态响应更快速、调节时间和超调量更小.

## 参考文献(References):

- [1] 郑康. 交流励磁变速恒频风电系统研究 [D]. 杭州: 浙江大学电气工程学院, 2004.  
(ZHENG Kang. *Research on VSCF wind power system using A.C excited generator* [D]. Hangzhou: Electrical Engineering Institute of Zhejiang University, 2004.)
- [2] 王志华, 李亚西, 赵栋利, 等. 变速恒频风力发电机最大功率跟踪控制策略的研究 [J]. 可再生能源, 2005, 12(2): 120 - 125.  
(WANG Zhihua, LI Yaxi, ZHAO Dongli, et al. Research on control strategy of maximum power point tracking of VSCF wind generation [J]. *Research and Trial*, 2005, 12(2): 120 - 125.)
- [3] 许洪华, 倪受元. 独立运行风电机组的最佳叶尖速比控制 [J]. 太阳能学报, 1998, 19(1): 30 - 35.  
(XU Honghua, NI Shouyuan. FD7-5kW wind turbine generator and its control utilizing claw-pole brushless self-excited generator [J]. *Acta Energiæ Solaris Sinica*, 1998, 19(1): 30 - 35)
- [4] DATTA R, RANGANATHAN V T. A method of tracking the peak power points for a variable speed wind energy conversion system [J]. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2003, 18(1): 163 - 168.
- [5] ANANDAVEL P, RAJAMBAL K, CHELLAMUTHU C. Power optimization in a grid-connected wind energy conversion system [C] // *International Conference on Power Electronics and Drives Systems*. Piscataway, NJ: IEEE, 2005, 2: 1617 - 1621.
- [6] 顾绳谷. 电机与拖动基础(第3版) [M]. 北京: 机械工业出版社, 2003.  
(GU Shenggu. *Foundation of Electric Machinery and Drives (3rd Edition)* [M]. Beijing: China Machine Press, 2003.)
- [7] 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.  
(LIU Qihui, HE Yikang, BIAN Songjiang. Study on the no-load cut in control of the variable-speed constant-frequency wind-power generator [J]. *Proceeding of the CSEE*, 2004, 24(3): 6 - 11)
- [8] AKSHAYA MOHARANA, DASH P K. Input-output linearization and robust sliding-mode controller for the VSC-HVDC transmission link [J]. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2010, 25(3): 1952 - 1961.
- [9] 王奔, 黄崇鑫, 李泰. 统一潮流控制器逆系统方法控制策略 [J]. 控制理论与应用, 2010, 27(5): 551 - 556.  
(WANG Ben, HUANG Chongxin, LI Tai. Inverse-system control scheme for unified-power-flow controller [J]. *Control Theory & Applications*, 2010, 27(5): 551 - 556.)
- [10] 高景德, 王祥晰, 李发海. 交流电机及其系统的分析 [M]. 北京: 清华大学出版社, 1993.  
(GAO Jingde, WANG Xiangxi, LI Fahai. *Analysis of AC Motor and Its System* [M]. Beijing: Tsinghua University Press, 1993)

## 作者简介:

丁贵立 (1987-), 男, 博士研究生, 研究方向为风力发电机组并网控制, E-mail: mail62@sina.com;

王奔 (1960-), 男, 教授, 研究方向为电力系统非线性变结构控制, E-mail: mail579@163.com.