

# 双馈风力发电机混沌运动分析及滑模控制混沌同步\*

余洋<sup>†</sup> 米增强 刘兴杰

(华北电力大学电气与电子工程学院, 保定 071003)

(2010年7月11日收到; 2010年10月8日收到修改稿)

以双馈风力发电机组(DFIG)为研究对象, 推导了其dq轴数学模型. 根据某2MW主流双馈电机实际参数, 论证了在某些参数及工作条件下会出现混沌运动. 基于主动控制思想, 设计了一种主动滑模控制器, 使得从任意初始条件出发均能保证系统稳定. 基于Lyapunov稳定性理论分析了系统稳定性. 以双馈电机模型为例进行数值仿真验证, 较快的实现了混沌系统同步. 仿真结果表明该控制方法具有良好的鲁棒性和稳定性.

**关键词:** 风力发电, 双馈风力发电机组(DFIG), 混沌控制和滑模控制, 同步

**PACS:** 05.45.Gg, 88.50.G-

## 1. 引言

当前, 我国风力发电迅猛发展, 双馈风力发电机组(doubly fed induction generator, DFIG)以其具备的变速恒频运行能力和有功、无功解耦控制等优势成为了兆瓦级变速恒频机组中的主流机型, 受到了广泛关注. 近年来, 国内外对DFIG的研究主要集中于变速恒频运行技术和矢量控制技术.

混沌控制是非线性科学领域研究的热点之一. 自上世纪90年代OGY控制方法提出以来, 非线性系统中的混沌控制已得到充分的研究<sup>[1-13]</sup>, 如模糊控制、脉冲控制、 $H_\infty$ 控制、滑模变控制等等. 混沌运动将严重影响电机的安全稳定运行, 因而对电机混沌运动现象的研究由来已久. 当前学者对电机混沌运动研究主要集中于永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)<sup>[14-20]</sup>, 对DFIG混沌运动则提及较少. 由此可以推测, 双馈风力发电机组在某些参数及运行条件下会不会出现混沌运动? 本文通过对双馈电机数学模型的推导, 得到了相关结论并且研究了双馈电机混沌控制与同步问题.

滑模变结构控制以其算法简单、抗干扰能力强等优点, 在解决复杂非线性系统时得到广泛应

用<sup>[21-30]</sup>. 如果能与外扰条件匹配, 滑动模态具有对外扰的完全不变性, 并能分解并降低问题的维数<sup>[31]</sup>, 因此, 特别适合应用于DFIG这个高阶、多变量、非线性、强耦合的机电系统. 本文以双馈风力发电机组为研究对象, 推导了其dq轴数学模型, 论证了在某些参数及工作条件下会出现混沌运动. 设计了一种主动滑模控制器, 通过对双馈电机系统的数值仿真研究, 验证了所给控制器在双馈电机混沌运动同步控制中的有效性.

## 2. DFIG全系统模型及其混沌特性

### 2.1. DFIG全系统模型

双馈风力发电全系统模型如图1所示.

普通交流电机只有定子才能与电网之间发生能量流动, 而双馈电机之所以称为“双馈”, 就是因为它有两个能量流动通道, 其定子、转子都可以与电网交换能量——定子直接与电网连接, 转子通过变频器与电网连接, 实现能量从定子和转子到电网的两个通道流动. 且改变双馈电机转子励磁电流的幅值、频率及相位, 就可以达到调节其转速、有功功率和无功功率的目的, 既提高了机组效率, 又对电

\* 河北省自然科学基金(批准号: E2010001694), 高等学校博士学科点专项科研基金(批准号: 20090036110006), 科技型中小企业技术创新基金(批准号: 09C26211303070), 华北电力大学(保定)青年教师科研基金(批准号: 200911001)资助的课题.

<sup>†</sup> E-mail: ncepu\_yy@163.com

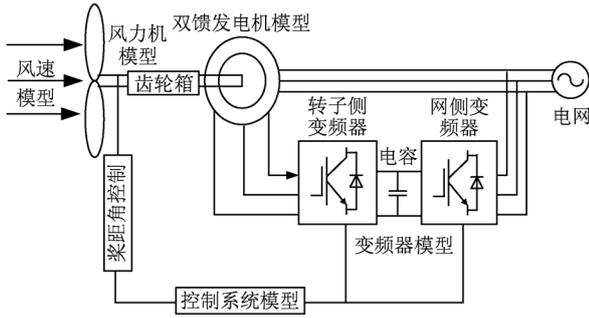


图1 双馈风力发电全系统模型原理图

网起到稳频、稳压的作用。

双馈风力发电机的输出功率主要受三个因素的影响:输入风速  $V_w$ , 桨距角  $\beta$  和叶尖速比  $\lambda$ . 根据贝兹理论, 风力机输出的机械功率  $P_0$  为

$$P_0 = 0.5 \cdot C_p(\beta, \lambda) \rho \pi r^2 V_w^3, \quad (1)$$

式中  $C_p(\beta, \lambda)$  为风能利用系数;  $\rho$  为空气密度;  $r$  为叶轮半径。

对于一个特定的风力机, 具有唯一一个使得  $C_p$  取最大值的叶尖速比, 称之为最佳叶尖速比  $\lambda_{opt}$ ,  $\lambda_{opt}$  下对应的  $C_p$  为最大风能利用系数  $C_{pmax}$ . 在风速低于额定风速的情况下, 必须控制发电机的转速以保持  $\lambda_{opt}$  不变, 从而保证风力机俘获最大风能, 实现最高发电效率; 在风速高于额定风速的情况下, 则需要调整桨距角  $\beta$ , 从而限制风力发电机组在额定值下发电。

## 2.2. DFIG 混沌特性分析

同步旋转 dq 轴坐标系下双馈发电机数学模型为

### 1) 电压方程

$$\begin{aligned} u_{sd} &= \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \omega_n \psi_{sq} + r_s i_{sd}, \\ u_{sq} &= \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \omega_n \psi_{sd} + r_s i_{sq}, \\ u_{rd} &= \frac{d\psi_{rd}}{dt} - \omega_s \psi_{rq} + r_r i_{rd}, \\ u_{rq} &= \frac{d\psi_{rq}}{dt} + \omega_s \psi_{rd} + r_r i_{rq}, \end{aligned} \quad (2)$$

式中  $u_{sd}$  和  $u_{sq}$  分别为定子电压的 d 轴和 q 轴分量;  $u_{rd}$  和  $u_{rq}$  分别为转子电压的 d 轴和 q 轴分量;  $i_{sd}$  和  $i_{sq}$  分别为定子电流的 d 轴和 q 轴分量;  $i_{rd}$  和  $i_{rq}$  分别为转子电流的 d 轴和 q 轴分量;  $\omega_n, \omega_r, \omega_s$  分别为同步速、转子转速和 dq 坐标系相对于转子的角速度,

$$\omega_s = \omega_n - \omega_r.$$

### 2) 磁链方程

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

式中  $\psi_{sd}$  和  $\psi_{sq}$  分别为定子磁链的 d 轴和 q 轴分量;  $\psi_{rd}$  和  $\psi_{rq}$  分别为转子磁链的 d 轴和 q 轴分量;  $L_m$  为同轴定、转子绕组间的等效互感;  $L_s$  为两相定子绕组间的自感;  $L_r$  为两相转子绕组间的自感。

### 3) 转子运动方程

$$J_g \frac{d\omega}{dt} + D_g \omega = p_n (\psi_{rd} i_{sq} - \psi_{rq} i_{sd}) - T_L, \quad (4)$$

式中  $J_g$  为发电机的转动惯量;  $D_g$  为与转速成正比的转矩阻尼系数;  $p_n$  为转子极对数;  $T_L$  为负载转矩。

将(3)式代入(2)式并整理, 可得到

$$\begin{aligned} u_{sd} &= \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \left( r_s + \frac{L_m^2}{T_r L_r} \right) i_{sd} - \omega_n \sigma L_s i_{sq} \\ &\quad - \frac{L_m}{T_r L_r} \psi_{rd} - p_n \frac{L_m}{L_r} \omega \psi_{rq}, \\ u_{sq} &= \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \left( r_s + \frac{L_m^2}{T_r L_r} \right) i_{sq} + \omega_n \sigma L_s i_{sd} \\ &\quad - \frac{L_m}{T_r L_r} \psi_{rq} + p_n \frac{L_m}{L_r} \omega \psi_{rd}, \\ u_{rd} &= \frac{d\psi_{rd}}{dt} + \frac{1}{T_r} \psi_{rd} - \frac{L_m}{T_r} i_{sd} - \omega_s \psi_{rq}, \\ u_{rq} &= \frac{d\psi_{rq}}{dt} + \frac{1}{T_r} \psi_{rq} - \frac{L_m}{T_r} i_{sq} + \omega_s \psi_{rd}, \end{aligned} \quad (5)$$

式中  $T_r = L_r / r_r$  为转子运动时间常数;  $\sigma$  为扩散系数,  $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$ .

假设  $u_{sd} = u_{sq} = u_{rd} = u_{rq} = 0$ , 并令  $y_1 = i_{sd}, y_2 = i_{sq}, x_1 = \psi_{sd}, x_2 = \psi_{sq}, \eta_1 = \frac{r_s}{\sigma L_s} + \frac{L_m^2}{\sigma T_r L_s L_r}, \eta_2 = \omega_n,$

$$\begin{aligned} \eta_3 &= \frac{L_m}{\sigma L_s T_r L_r}, \eta_4 = \frac{p_n L_m}{\sigma L_s L_r}, c_1 = \frac{1}{T_r}, c_2 = \frac{L_m}{T_r}, c_3 = \frac{D_g}{J_g}, \\ c_4 &= \frac{1}{J_g}, c_5 = p_n, u_1 = \omega_s, \end{aligned} \quad (4) \text{ 和 } (5) \text{ 式可写为}$$

$$\begin{aligned} 0 &= \dot{y}_1 + \eta_1 y_1 - \eta_2 y_2 - \eta_3 x_1 - \eta_4 \omega x_2, \\ 0 &= \dot{y}_2 + \eta_1 y_2 + \eta_2 y_1 - \eta_3 x_2 + \eta_4 \omega x_1, \\ 0 &= \dot{x}_1 + c_1 x_1 - c_2 y_1 - u_1 x_2, \\ 0 &= \dot{x}_2 + c_1 x_2 - c_2 y_2 + u_1 x_1, \\ \dot{\omega} &= -c_3 \omega + c_4 [c_5 (x_1 y_2 - x_2 y_1) - T_L], \end{aligned} \quad (6)$$

现存的各种矢量控制技术中,间接矢量控制由于算法简单且对硬件要求低被广泛应用于电机控制中. 间接矢量控制其实就是利用了矢量控制方程中的转差公式构成转差型磁链开环 PI 矢量控制系统,它能克服基于动态模型矢量控制的不足. 间接矢量控制策略可简要描述为<sup>[32]</sup>

$$u_1 = \hat{c}_1 \frac{y_2}{y_1},$$

$$y_1 = u_2^0,$$

$$y_2 = k_p(\omega_{\text{ref}} - \omega) + k_i \int_0^t (\omega_{\text{ref}} - \omega)(\zeta) d\zeta, \quad (7)$$

式中  $\hat{c}_1$  为  $c_1$  的估计值;  $k_p$  和  $k_i$  为速度控制器的 PI 参数;  $\omega_{\text{ref}}$  为参考转速;  $i_{\text{rd}}^0$  为表征磁通水平的一个常数.

(7)式中位置调节函数(第三式)可用比例-微分代替<sup>[33]</sup>

$$y_2 = k_p(\delta_{\text{ref}} - \delta) + k_d \frac{d(\delta_{\text{ref}} - \delta)}{dt}, \quad (8)$$

式中  $\delta$  和  $\delta_{\text{ref}}$  分别为转子角和转子参考角.

假设  $k = \frac{\hat{c}_1}{c_1} (k > 0)$ ,  $x_3 = \omega_{\text{ref}} - \omega$ ,  $x_4 = y_2$ ,  $k_c$

$= k_i - k_p c_3$ ,  $T_e = T_L + \frac{c_3}{c_4} \omega_{\text{ref}}$ ,  $\omega_{\text{ref}} = 0$ ,  $\delta_{\text{ref}} = 0$ , 有

$$\dot{x}_4 = -k_p \dot{\delta} - k_d \ddot{\delta} = k_p x_3 - k_d \dot{\omega}$$

$$= k_c x_3 - k_d c_4 [c_5(x_1 x_4 - x_2 y_1) - T_L]. \quad (9)$$

将(7),(9)式与(6)式联立就可构成一个四阶系统

$$\dot{x}_1 = -c_1 x_1 + c_2 u_2^0 + \frac{k c_1}{u_2^0} x_4 x_2,$$

$$\dot{x}_2 = -c_1 x_2 + c_2 x_4 - \frac{k c_1}{u_2^0} x_4 x_1,$$

$$\dot{x}_3 = -c_3 x_3 - c_4 [c_5(x_1 x_4 - u_2^0 x_2) - T_L],$$

$$\dot{x}_4 = k_c x_3 - k_p c_4 [c_5(x_1 x_4 - u_2^0 x_2) - T_L]. \quad (10)$$

根据某 2MW 主流双馈电机实际参数,得到  $c_1 = 14.51$ ,  $c_2 = 0.1554$ ,  $c_3 = 0.017$ ,  $c_4 = 5.29$ ,  $c_5 = 3$ , 并取  $u_2^0 = 10$ ,  $k_p = 0.0099$ ,  $k_i = 0.95$ ,  $T_L = 0$ , 系统初值为  $(x_1(0) \ x_2(0) \ x_3(0) \ x_4(0)) = (0.5 \ 0.5 \ 0.5 \ 0.5)$ , 采用四阶五级龙格-库塔算法, 取积分步长  $\Delta t = 0.001$ , 双精度求解(10)式. 由于(10)式是一个四阶的非线性微分方程, 不失观察的一般性和解的正确性, 取三维子空间  $(x_2, x_3, x_4)$ , 观察其在上述参数下当  $k$  取不同值时的运动轨迹, 如图 2 所示.

从图 2 可以看出, 当  $k$  分别取 0.01 和 0.1 时,

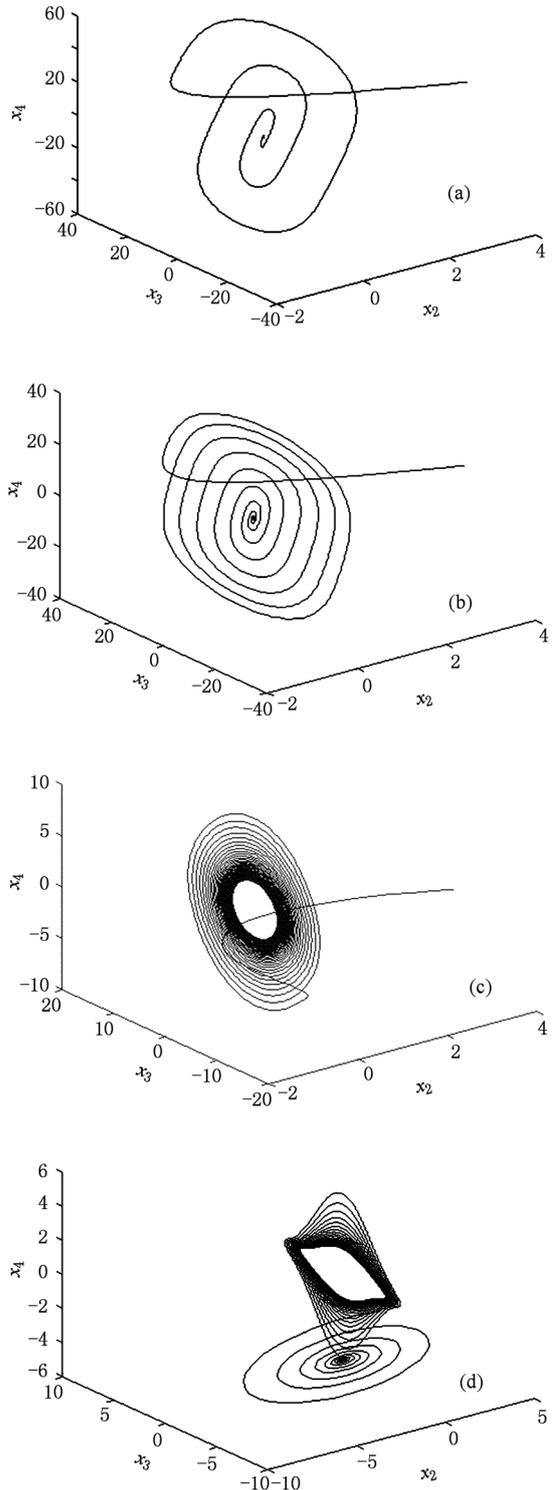


图 2 系统(9)在  $k=0.01, 1, 1.5, 30$  时的运动轨迹 (a),(b),(c)中  $k$  取值分别为 0.01, 1, 1.5, 30

子空间运动轨迹均能稳定的收敛于平衡点.

为更准确的认识双馈电机的动力学特性与其内部参数之间的关系, 我们分析一下此时系统的平

衡状态和稳定性.

令(10)式右边等于零,即

$$\begin{aligned} -c_1x_1 + c_2u_2^0 + \frac{kc_1}{u_2^0}x_4x_2 &= 0, \\ -c_1x_2 + c_2x_4 - \frac{kc_1}{u_2^0}x_4x_1 &= 0, \\ -c_3x_3 - c_4[c_5(x_1x_4 - u_2^0x_2) - T_L] &= 0, \\ k_c x_3 - k_p c_4[c_5(x_1x_4 - u_2^0x_2) - T_L] &= 0, \end{aligned} \quad (11)$$

可求得平衡点为

$$\begin{bmatrix} x_1^0 \\ x_2^0 \\ x_3^0 \\ x_4^0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{c_2u_2^0}{c_1} \frac{1+kr^2}{1+k^2r^2} \\ \frac{c_2u_2^0}{c_1} \frac{1-k}{1+k^2r^2} \\ 0 \\ u_2^0r \end{bmatrix}, \quad (12)$$

式中  $r = x_4^0/u_2^0$ .

并且该平衡点是唯一的<sup>[34]</sup>,对应该唯一平衡点下的 Jacobi 矩阵为

$$J = \begin{bmatrix} d\dot{x}_1/dx_1 & d\dot{x}_1/dx_2 & d\dot{x}_1/dx_3 & d\dot{x}_1/dx_4 \\ d\dot{x}_2/dx_1 & d\dot{x}_2/dx_2 & d\dot{x}_2/dx_3 & d\dot{x}_2/dx_4 \\ d\dot{x}_3/dx_1 & d\dot{x}_3/dx_2 & d\dot{x}_3/dx_3 & d\dot{x}_3/dx_4 \\ d\dot{x}_4/dx_1 & d\dot{x}_4/dx_2 & d\dot{x}_4/dx_3 & d\dot{x}_4/dx_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_1rk & -c_1 & 0 & kc_2 \frac{1-k}{1+k^2r^2} \\ -c_1 & -c_1rk & 0 & c_2(1-k) \frac{1+kr^2}{1+k^2r^2} \\ c_4c_5u_2^0 & -c_4c_5u_2^0r & -c_3 & -\frac{c_4c_5c_2u_2^0}{c_1} \frac{1+kr^2}{1+k^2r^2} \\ k_p c_4 c_5 u_2^0 & -k_p c_4 c_5 u_2^0 r & k_c & -\frac{k_p c_4 c_5 c_2 u_2^0}{c_1} \frac{1+kr^2}{1+k^2r^2} \end{bmatrix}.$$

以  $k=1$  为例,结合上面设定的一系列参数,可求得系统的一个实数平衡点为  $P_1(0.1071 \ 0 \ 0 \ 0)$ ,对应该平衡点下的 4 个特征根分别为

$$\begin{aligned} \lambda_{1,2} &= -0.016913 \pm 1.2706j, \\ \lambda_{3,4} &= -14.51. \end{aligned}$$

4 个特征根都满足  $\text{Re}(\lambda) < 0$ ,因此  $P_1$  为唯一稳定的平衡点,经过一定的时间,系统运行状态将最终达到平衡点,系统稳定.

随着  $k$  值的增加,系统出现混沌吸引子,最终将进入混沌运动状态,如图 2(d) 所示.

### 3. 基于主动滑模变结构的控制器设计

#### 3.1. 主动滑模控制器设计

(10)式的混沌系统可表示为如下非线性微分方程<sup>[35]</sup>:

$$\dot{x} = A_1x + f_1(x), \quad (13)$$

式中  $x(t) \in \mathbf{R}^4$  是系统的四维状态向量,  $A_1 \in \mathbf{R}^{4 \times 4}$

是系统的线性部分,  $f_1: \mathbf{R}^4 \rightarrow \mathbf{R}^4$  是系统的非线性部分. 设方程(13)为驱动系统,在驱动系统中加上控制器  $u(t) \in \mathbf{R}^4$  构成响应系统如下:

$$\dot{y} = A_2y + f_2(y) + u(t), \quad (14)$$

式中  $y(t) \in \mathbf{R}^4$  是系统的四维状态向量,  $A_2 \in \mathbf{R}^{4 \times 4}$  是响应系统的线性部分,  $f_2: \mathbf{R}^4 \rightarrow \mathbf{R}^4$  是响应系统的非线性部分.

本文的目的就是设计控制器  $u$  使  $\lim_{t \rightarrow \infty} \|y - x\| = 0$  成立.

可得误差系统为

$$\begin{aligned} \dot{e} &= A_2y + f_2(y) + u(t) - A_1x - f_1(x) \\ &= A_2e + F(x,y) + u(t), \end{aligned} \quad (15)$$

其中  $e = y - x$ ,

$$F(x,y) = f_2(y) - f_1(x) + (A_2 - A_1)x.$$

根据主动控制的思想,设计控制器为

$$u(t) = H(t) - F(x,y). \quad (16)$$

将(16)式代入误差系统(15),得到

$$\dot{e} = A_2e + H(t). \quad (17)$$

基于滑模控制方法,  $H(t)$  可以被设计为

$$H(t) = Kw(t), \quad (18)$$

其中  $K = [k_1, k_2, k_3, k_4]^T$  是常数向量,  $w(t) \in R$  为控制输入, 满足

$$w(t) = \begin{cases} w^+(t), & s(e) \geq 0, \\ w^-(t), & s(e) < 0, \end{cases} \quad (19)$$

其中  $s = s(e)$  是切换面. 误差系统可以记为

$$\dot{e} = A_2 e + Kw(t). \quad (20)$$

切换面的选择不易复杂, 本文选取切换面为

$$s(e) = Ce, \quad (21)$$

其中  $C = [c_1, c_2, c_3, c_4]$  是常数向量. 系统发生滑模运动需满足以下两个条件:

$$s(e) = 0, \quad (22)$$

$$\dot{s}(e) = 0. \quad (23)$$

联立(20), (21), (22)和(23)式可以得到

$$\begin{aligned} \dot{s}(e) &= \frac{\delta s(e)}{\delta e} \dot{e} \\ &= C(A_2 e + Kw(t)). \end{aligned} \quad (24)$$

求方程(18)中的  $w(t)$ , 得到等效控制  $w_{eq}(t)$  为

$$w_{eq}(t) = - (CK)^{-1} CA_2 e(t), \quad (25)$$

式中  $(CK)$  是非奇异矩阵. 将(25)式中求得的等效控制  $w_{eq}(t)$  代入(20)式, 可得

$$\dot{e} = [I - K(CK)^{-1}C]A_2 e(t). \quad (26)$$

若误差系统(26)中所有特征值都具有负实部, 那么系统即为渐进稳定系统.

下面选择到达律为指数趋近律, 选择指数趋近律时, 现有文献[36,37]大都选择符号函数  $\text{sgn}$  作为控制器开关, 即

$$\dot{s} = -q\text{sgn}(s) - gs, \quad (27)$$

式中  $\text{sgn}(s)$  是  $s$  的符号函数,  $q > 0, g > 0$ .

但是, 双馈电机作为实际的连续系统, 离散控制容易引起抖振, 为削弱离散控制可能引起抖振的可能性, 本文将符号函数  $\text{sgn}(\cdot)$  连续化为饱和函数  $\text{sat}(\cdot)$ ,  $\text{sat}(\cdot)$  定义为

$$\text{sat}(s) = \begin{cases} 1, & s > \Delta, \\ s/\Delta, & |s| \leq \Delta, \\ -1, & s < -\Delta, \end{cases} \quad (28)$$

其中  $\Delta$  为边界层厚度.

此时, 有

$$\dot{s} = -q\text{sat}(s) - gs. \quad (29)$$

由(20)和(21)式可得

$$\dot{s} = C[A_2 e + Kw(t)]. \quad (30)$$

现在由(29)和(30)式就可以得到控制输入为

$$w(t) = - (CK)^{-1} [C(gI + A_2)e(t) + q\text{sat}(s)]. \quad (31)$$

上式联立(16), (18)式, 可得到控制器为

$$u(t) = -K(CK)^{-1} [C(gI + A_2)e(t) + q\text{sat}(s)] - F(x, y). \quad (32)$$

### 3.2. 系统稳定性分析

**定理 1** 从任意初始条件出发的误差系统(20)始终满足滑模到达条件, 即将在有限时间内到达趋近滑模面(21).

**证明** 考虑 Lyapunov 函数

$$V = \frac{1}{2}s^2, \quad (33)$$

对(33)式求导, 得到

$$\dot{V} = s\dot{s} = -q\text{sat}(s) - gs^2. \quad (34)$$

由于  $s \cdot \text{sat}(s) > 0, q > 0, g > 0$ , 由上式得到  $\dot{V} < 0$ , 所以  $\dot{V} = 0$  是负定的, 故对任意初始条件出发的(20)式始终满足滑模到达条件.

进一步考虑当误差系统(21)到达切换面时, 其滑动模态是否渐进稳定. 将(31)式代入(20)式得

$$\begin{aligned} \dot{e} &= [A_2 - K(CK)^{-1}C(gI + A_2)]e(t) \\ &\quad - K(CK)^{-1}q\text{sat}(s). \end{aligned} \quad (35)$$

将  $-K(CK)^{-1}q\text{sat}(s)$  看成线性误差系统的输入, 如果

$$|\arg(\text{eig}([A_2 - K(CK)^{-1}C(gI + A_2)]))| > \frac{\alpha\pi}{2}, \quad (36)$$

即  $A_2 - K(CK)^{-1}C(gI + A_2)$  具有负的特征值或者特征值具有负实部, 系统将是渐进稳定的. 而  $A_2 - K(CK)^{-1}C(gI + A_2)$  的一个特征值是  $-g$ , 其他两个特征值与  $g$  无关, 只与  $K$  和  $C$  有关. 因此, 只要选择合适的  $K$  和  $C$ , 就可以保证其他两个特征值满足条件(36), 最终保证系统稳定.

### 4. 数值仿真研究

将设计的主动滑模变控制器应用于双馈电机模型的混沌同步.

数值仿真采用龙格-库塔算法, 取积分步长  $\Delta t = 0.001s$ , 双精度求解. 选取双馈电机模型参数为  $c_1 = 14.51, c_2 = 0.1554, c_3 = 0.017, c_4 = 5.29, c_5 = 3, u_2^0 = 10, k_p = 0.0099, k_i = 0.95, T_L = 0$ , 驱动系统和响应系统初值分别为  $(0.5 - 0.5 \ 0.5 - 0.5)$  和  $(-1 \ 0 - 1 \ 1)$ , 误差系统初值为  $(-1.5 \ 0.5 - 1.5 \ 1.5)$ .  
驱动系统

$$\dot{x} = A_1 x + f_1(x), \quad (37) \quad \text{式中}$$

式中

$$A_1 = \begin{bmatrix} -14.51 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -14.51 & 0 & 0.1554 \\ 0 & 158.7 & -0.017 & 0 \\ 0 & 157.1 & 0.9498 & 0 \end{bmatrix},$$

$$f_1(x) = \begin{bmatrix} 15.54 + 7.255x_4x_2 \\ -7.255x_4x_1 \\ -15.87x_1x_4 \\ -0.1571x_1x_4 \end{bmatrix}.$$

响应系统

$$\dot{y} = A_2 y + f_2(y) + u(t), \quad (38) \quad \text{式中}$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} -14.51 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -14.51 & 0 & 0.1554 \\ 0 & 158.7 & -0.017 & 0 \\ 0 & 157.1 & 0.9498 & 0 \end{bmatrix},$$

$$f_2(y) = \begin{bmatrix} 15.54 + 7.255y_4y_2 \\ -7.255y_4y_1 \\ -15.87y_1y_4 \\ -0.1571y_1y_4 \end{bmatrix}.$$

由(15)式可知,误差系统为

$$\dot{e} = A_2 e + F(x, y) + u(t), \quad (39)$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} -14.51 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -14.51 & 0 & 0.1554 \\ 0 & 158.7 & -0.017 & 0 \\ 0 & 157.1 & 0.9498 & 0 \end{bmatrix},$$

$$F(x, y) = \begin{bmatrix} 7.255(y_4y_2 - x_4x_2) \\ -7.255(y_4y_1 - x_4x_1) \\ -15.87(y_1y_4 - x_1x_4) \\ -0.1571(y_1y_4 - x_1x_4) \end{bmatrix}.$$

控制参数选为

$$K = [10 \quad 2 \quad 2 \quad -2]^T,$$

$$C = [-1.5 \quad 5 \quad -3 \quad -5],$$

$$\Delta = 0.05,$$

$$g = 2.5,$$

$$q = 0.35.$$

控制器  $w(t)$  确定如下:

$$w(t) = [18.015 \quad -1368700 \quad -12.198 \quad -11.723]e(t) + 0.35(s(e) > \Delta),$$

$$w(t) = [18.015 \quad -1368700 \quad -12.198 \quad -11.723]e(t) + 7s(|s(e)| \leq \Delta),$$

$$w(t) = [18.015 \quad -1368700 \quad -12.198 \quad -11.723]e(t) - 0.35(s(e) < -\Delta).$$

图 3 给出了驱动系统和响应系统的同步曲线,图 4 给出了驱动系统和响应系统的同步误差曲线.

## 5. 结 论

在推导双馈风力发电机组在某些参数及运行条件下会出现混沌运动的基础上,针对双馈电机 dq 轴

模型和混沌系统的同步问题,设计了一种主动滑模控制器,给出了滑模控制器的推导过程.通过对控制器的稳定性分析得出:只要合理选择控制参数  $K$  和  $C$  值,就能使得从任意初始条件出发均能保证系统稳定.该控制器设计简单,具有较强的适应性.数值仿真验证了该方法的有效性,也表明该控制方法可以较快的实现混沌同步,且鲁棒性和稳定性良好.

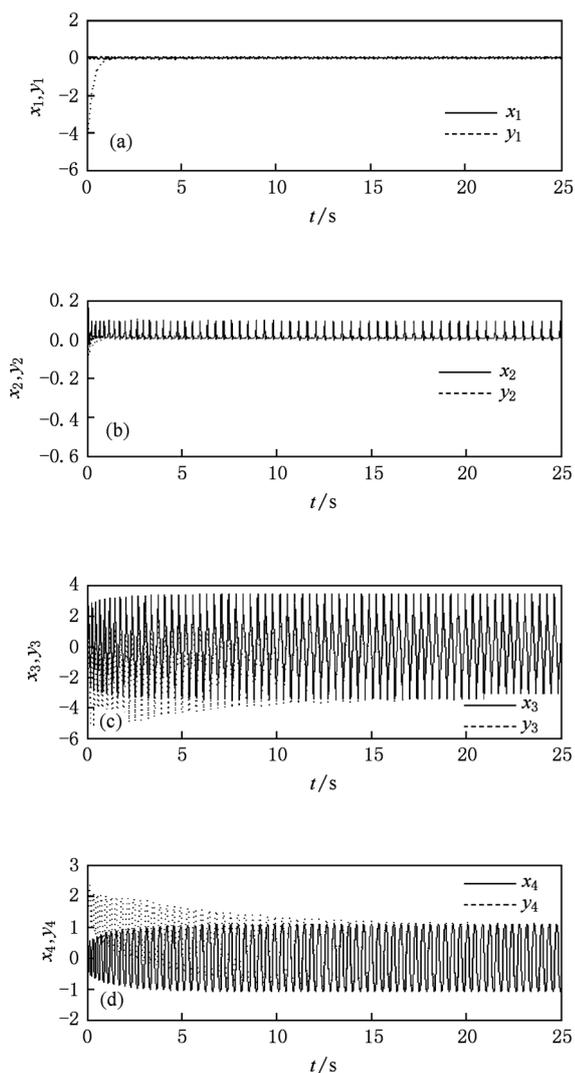


图3 驱动系统和响应系统的同步曲线 (a)  $x_1$  和  $y_1$  的同步曲线; (b)  $x_2$  和  $y_2$  的同步曲线; (c)  $x_3$  和  $y_3$  的同步曲线; (d)  $x_4$  和  $y_4$  的同步曲线

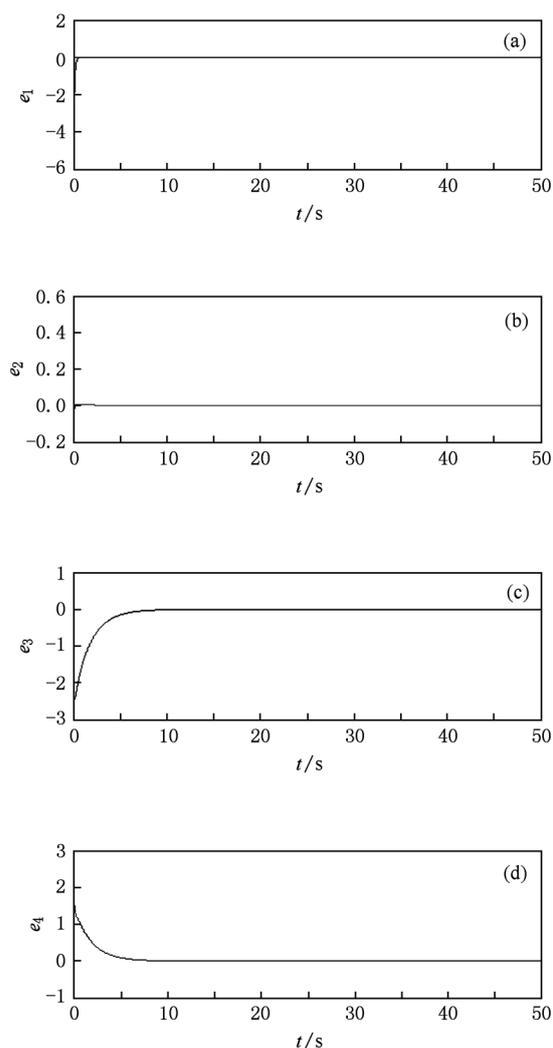


图4 同步误差曲线 (a)  $e_1$ ; (b)  $e_2$ ; (c)  $e_3$ ; (d)  $e_4$

[1] Wu C L, Ma S J, Sun Z K, Fang T 2006 *Acta Phys. Sin.* **55** 6253 (in Chinese) [吴存利、马少娟、孙中奎、方同 2006 物理学报 **55** 6253]

[2] Liu J D, Yu Y M 2007 *Acta Phys. Sin.* **56** 1297 (in Chinese) [刘建东、余有明 2007 物理学报 **56** 1297]

[3] Li D, Wang H, Yang D, Zhang X H, Wang S L 2008 *Chin. Phys. B* **17** 4091

[4] Feng Y L, Zhang X H 2009 *Chin. Phys. B* **18** 5212

[5] Ding D W, Zhu J, L X S 2008 *Chin. Phys. B* **17** 105

[6] Li J F, Li N, Liu Y P, Gan Y 2009 *Acta Phys. Sin.* **58** 779 (in Chinese) [李建芬、李农、刘宇平、甘轶 2009 物理学报 **58** 779]

[7] Yang X K, Cai L, Zhao X H, Feng C W 2010 *Acta Phys. Sin.* **59** 3740 (in Chinese) [杨晓阔、蔡理、赵晓辉、冯朝文 2010 物理学报 **59** 3740]

[8] Feng Y L, Zhang X H, Yao Z H 2010 *Chin. Phys. B* **19** 060511

[9] Qin Y H, Luo X S, Wei D Q 2010 *Chin. Phys. B* **19** 050511

[10] Shi P M, Han D Y, Liu B 2010 *Chin. Phys. B* **19** 090306

[11] Sun Q Y, Zhang H G, Zhao Y 2010 *Chin. Phys. B* **19** 070512

[12] Gu Q L, Gao T G 2009 *Chin. Phys. B* **18** 84

[13] Zhou P, Cao Y X, Cheng X F 2009 *Chin. Phys. B* **18** 1394

[14] Feng Y L, Zhang X H 2009 *Chin. Phys. B* **18** 5212

[15] Li D, Wang S L, Zhang X H, Yang D 2010 *Chin. Phys. B* **19** 010506

[16] Wei D Q, Zhang B 2009 *Chin. Phys. B* **18** 1399

- [17] Yang G L, Li H G 2009 *Acta Phys. Sin.* **58** 7552 (in Chinese)  
[杨国良、李惠光 2009 物理学报 **58** 7552]
- [18] Li D, Wang S L, Zhang X H, Yang D, Wang H 2008 *Chin. Phys. B* **17** 1678
- [19] Wei D Q, Luo X S, Fang J Q, Wang B H 2006 *Acta Phys. Sin.* **55** 54 (in Chinese) [韦笃取、罗晓曙、方锦清、汪秉宏 2006 物理学报 **55** 54]
- [20] Ren HP, Liu D, Li J 2003 *Proc. CSEE* **23** 175 (in Chinese)  
[任海鹏、刘丁、李洁 2003 中国电机工程学报 **23** 175]
- [21] Qi D L, Yang J, Zhang J L 2010 *Chin. Phys. B* **19** 100506
- [22] Li M, Liu C X 2010 *Chin. Phys. B* **19** 100504
- [23] Kong C C, Chen S H 2009 *Chin. Phys. B* **18** 91
- [24] Li D, Zhang X H, Yang D, Wang S L 2009 *Acta Phys. Sin.* **58** 1432 (in Chinese) [李东、张小洪、杨丹、王时龙 2009 物理学报 **58** 1432]
- [25] Ha Q H, Nguyen Q H 2001 *IEEE Tra. Industrial Electr.* **48** 38
- [26] Li W L, Chen X Q, Shen Z P 2008 *Chin. Phys. B* **17** 87
- [27] Kong C C, Chen S H 2009 *Chin. Phys. B* **18** 91
- [28] Guo H J, Yin Y W, Wang H M 2008 *Chin. Phys. B* **17** 1652
- [29] Lou X Y, Cui B T 2008 *Chin. Phys. B* **17** 4434
- [30] Li X C, Xu W, Xiao Y Z 2008 *Acta Phys. Sin.* **57** 4721 (in Chinese) [李秀春、徐伟、肖玉柱 2008 物理学报 **57** 4721]
- [31] Zhao Y H, Hu H Y 2003 *Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics* **35** 308
- [32] De Wit P A S, Omega R, Mareels I 1996 *Automatica* **32** 1393
- [33] Reginatto R, Bazanella A S 2003 *IEEE Transactions on Automatic Control* **48** 1218
- [34] Bazanella A S, Reginatto R 2000 *IEEE Transactions on Automatic Control* **45** 1226
- [35] Liu F C, Song J Q 2008 *Acta Phys. Sin.* **57** 4729 (in Chinese)  
[刘福才、宋佳秋 2008 物理学报 **57** 4729]
- [36] Liu D, Yan X M 2009 *Acta Phys. Sin.* **58** 3747 (in Chinese)  
[刘丁、闫晓妹 2009 物理学报 **58** 3747]
- [37] Hu F Y, Zheng Y A, Ma M 2008 *Journal of Dynamics and Control* **6** 316 (in Chinese) [胡冯仪、郑永爱、马明 2008 动力学与控制学报 **6** 316]

## Analysis of chaos in doubly fed induction generator and sliding mode control of chaos synchronization\*

Yu Yang<sup>†</sup> Mi Zeng-Qiang Liu Xing-Jie

(School of Electrical and Electronic Engineering, North China Electric Power University, Baoding 071003, China)

(Received 11 July 2010; revised manuscript received 8 October 2010)

### Abstract

The doubly fed induction generator (DFIG) is investigated. Its mathematical model under d-q axis is deduced. According to 2MW mainstream DFIG actual parameters the chaotic behaviors are demonstrated to appear in a certain range of parameter values or under certain working conditions. Based on active control method, an active sliding mode controller is designed, which enables chaotic systems to be stabilized under arbitrary initial conditions. The stability of the controlling method is analyzed by Lyapunov stability theorem. Finally, numerical results are presented for the DFIG system. This method may realize the chaos synchronization, and both the stability and the robustness are good.

**Keywords:** wind power generation, doubly fed induction generator (DFIG), chaos control and sliding mode control, synchronization

**PACS:** 05.45.Gg, 88.50.G-

\* Project supported by the Natural Science Foundation of Hebei Province, China (Grant No. E2010001694), the Specialized Research Fund for the Doctoral Program of Higher Education of China (Grant No. 20090036110006), Innovation Fund for Technology Based Firms (Grant No. 09C26211303070), and Youth Teacher Foundation of North China Electric Power University (Baoding) (Grant No. 200911001).

<sup>†</sup> E-mail: ncepu\_yy@163.com