第40卷 第12期 太 阳 能 学 报 Vol. 40, No. 12
2019年12月 ACTA ENERGIAE SOLARIS SINICA Dec., 2019

文章编号：0254-0096(2019)12-3605-08

双馈风电系统混沌运动分析及解耦自适应反步法控制

杨俊华[1]，蔡浩然[1]，邹子君[1]，徐卫东[1]，吴 捷[2]

（1. 广东工业大学自动化学院，广州 510006；2. 华南理工大学电力学院，广州 510641）

摘 要：为研究双馈风电系统的混沌现象及其控制问题，根据电机*d-q*轴数学模型，导出非线性微分方程。采用Wolf算法计算其最大Lyapunov指数谱，证明电机在某些工作条件及参数下会出现混沌运动。采用磁场定向矢量控制技术，构造状态反馈解耦，降低混沌系统阶数。基于解耦模型，采用反步法设计混沌控制器。针对含有未知参数或状态的系统，提出自适应反步法，构造虚拟控制量，设计反步控制律，实时跟踪预测系统参数并实现混沌控制。通过构造Lyapunov方程，分析混沌控制系统的稳定性，保证系统状态能快速稳定收敛至给定值。控制系统不同运行工况仿真结果表明，解耦自适应反步法可使双馈电机快速脱离混沌状态，响应速度快、控制精度高，鲁棒性强。

关键词：双馈风电系统；混沌控制；最大Lyapunov指数；解耦自适应反步法

中图分类号：TM315/TP273 **文献标识码**：A

0 引 言

交流励磁变速恒频双馈感应发电机（doubly fed induction generator，DFIG），功率因数可调、效率高、控制性能好，获得广泛应用[1]。目前双馈电机研究主要集中在矢量控制调速[2]及变速恒频运行上[3]，有关电机混沌运动分析与控制研究则主要针对永磁同步电机，有关双馈电机的相关研究较少[4]。实际上，在某些特定工作条件下的双馈电机系统亦会呈现混沌运行特性，可表现为定转子电流、转速及转矩的剧烈振荡，控制性能的不稳定，系统不规则电磁噪声等[5]。目前的电机混沌现象研究，主要集中于混沌现象的鉴别和对其非线性行为的预测，此现象采用经典理论难以解释[6]。

根据实际中2 MW主流双馈风电机组的参数，文献[5]以双馈电机定子电流和定子磁链为状态变量，在间接矢量控制算法下构造出电机四阶混沌模型；通过平衡点处Jacobi矩阵的特征根计算，证明了双馈电机混沌现象的存在，进而设计滑模变结构控制器；仿真验证所设计控制器能较快实现混沌同步，方法简单，有较好适应性。针对无刷双馈电机，文献[7]从电机基本方程出发，导出电机七阶混沌方程；采用数值法计算，得到无刷双馈电机系统的最大Lyapunov指数谱，仿真验证了此类电机混沌现象的存在。

为研究非均匀气隙永磁同步电机的自适应混沌同步问题，文献[8]采用Lyapunov稳定性方法，设计了自适应控制器，仿真验证了控制方法的有效性。文献[9]设计了改进的主动有限时间稳定控制器，采用调节终端吸引子比例系数方法，改善系统响应能力，对非均匀气隙永磁同步电机进行混沌同步，仿真表明该控制器优于传统方法。为实现混沌控制，文献[10]将永磁同步电机模型转化为类Lorenz混沌方程，设计了基于哈密顿模型的鲁棒控制器；将电机混沌状态转化为具有不确定扰动项的哈密顿系统，扩展了哈密顿系统的适用范围，并可实现高精度转速跟踪。仿真结果表明，此方法可使永磁同步电机的混沌状态快速恢复稳定，有一定优越性。通过证明混沌系统的可逆性，文献[11]采用状态反馈法，构造逆系统串接于永磁同步电机混沌模型中，系统简化至与二阶模型等效，采用PID控制使系统获得良好的静动态性能，克服了Lyapunov

收稿日期：2017-06-19

基金项目：国家自然科学基金（513770265）；广东省科技计划（2016B090912006）；广东省自然科学基金（2015A030313487）；广东省教育部产学研合作专项资金（2013B090500089）

通信作者：蔡浩然（1993—），男，硕士研究生，主要从事风电机组的混沌分析和控制方面的研究。475536415@qq.com

稳定性理论控制方法的动态性能不佳和稳定区域小的缺点，有较高通用性。针对永磁同步电机含有未知参数情况，文献[12]提出自适应反步法，构造虚拟控制量，使系统脱离混沌状态，使电机转速渐进跟踪给定值。同时可实现不可测量参数及状态估计，设计思路简单，易于工程实现。

电机系统处于混沌状态时，转速、转矩及电流剧烈变化，是一种极不稳定的运行工况[13]。本文针对双馈感应风力发电机，采用电压定向矢量控制方法，建立混沌模型，通过 d-q 轴分量部分解耦，设计解耦自适应反步混沌控制器，在线跟踪参数变化，完成双馈风电系统的混沌控制。Matlab/Simulink 仿真结果表明，解耦控制可提高系统控制性能，而自适应反步法能让系统快速脱离混沌并达到稳定状态，参数辨识一致收敛。

1 DFIG的状态方程和混沌模型

双馈感应风力发电系统的模型如图 1 所示。

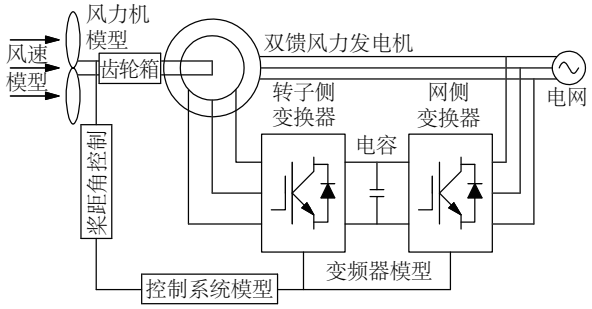


图1 双馈风电系统原理图

Fig. 1 Schematic diagram of doubly fed wind power system

双馈感应发电机的定子绕组直接与电网相连，转子经过变频器连接于电网，电机与电网之间存在两条能量流动通道。调节转子励磁绕组电流的幅值、频率、相位即可实现电机转速、有功功率和无功功率的调节，使 DFIG 系统达到高效率、恒压恒频的效果。同步旋转 d-q 坐标系下，双馈电机基本的状态方程为：

1)电压方程

$$\begin{cases} u_{sd}=R_s i_{ds}+\dot{\Psi}_{sd}-\omega_1\Psi_{sq} \\ u_{sq}=R_s i_{qs}+\dot{\Psi}_{sq}+\omega_1\Psi_{sd} \\ u_{rd}=R_r i_{dr}+\dot{\Psi}_{rd}-\omega_s\Psi_{rq} \\ u_{rq}=R_r i_{qr}+\dot{\Psi}_{rq}+\omega_s\Psi_{rd} \end{cases} \tag{1}$$

2)磁链方程

$$\begin{cases} \Psi_{sd}=L_s i_{ds}+L_m i_{dr} \\ \Psi_{sq}=L_s i_{qs}+L_m i_{qr} \\ \Psi_{rd}=L_m i_{ds}+L_r i_{dr} \\ \Psi_{rq}=L_m i_{qs}+L_r i_{qr} \end{cases} \tag{2}$$

3)运动方程

$$J\dot{\omega}_r=n_p L_m\left(i_{qs}i_{dr}-i_{ds}i_{qr}\right)-D\omega_r+T_L \tag{3}$$

式中，Ψ_{sd}、Ψ_{sq}、Ψ_{rd}、Ψ_{rq}、u_{sd}、u_{sq}、u_{rd}、u_{rq}、i_{ds}、i_{qs}、i_{dr}、i_{qr}——定转子的磁链、电压、电流的 d、q 轴分量；L_s、L_r——定转子绕组自感；L_m——同轴定转子等效绕组间的互感；J——发电机转动惯量；n_p——极对数；D——阻尼系数；T_L——风力机输入转矩；ω_1、ω_r、ω_s——同步、转子、转差角频率，其中 $\omega_s=\omega_1-\omega_r$。

根据双馈电机经典的矢量控制策略[14]，将同步旋转 d-q 坐标系的 q 轴定向于定子电压矢量 U_s 上，有如式(4)近似关系：

$$\begin{cases} u_{sq}=\left|U_s\right|\approx\omega_1\Psi_{sd} \\ u_{sd}=0\approx-\omega_1\Psi_{sq} \end{cases} \tag{4}$$

根据式(1)~式(4)，并且定义扩散系数为 $\sigma=1-\dfrac{L_m^2}{L_s L_r}$，得到以 i_{qr}、i_{dr}、ω_r 为状态变量的三阶状态方程：

$$\begin{cases} \dot{i}_{dr}=-\dfrac{R_r}{\sigma L_r}i_{dr}+\left(\omega_1-\omega_r\right)i_{qr}+\dfrac{1}{\sigma L_r}u_{dr} \\ \dot{i}_{qr}=-\dfrac{R_r}{\sigma L_r}i_{qr}-\left(\omega_1-\omega_r\right)i_{dr}+\left(\omega_1-\omega_r\right)\dfrac{L_m U_s}{\omega_1\sigma L_s L_r}+\dfrac{1}{\sigma L_r}u_{dr} \\ \dot{\omega}_r=\dfrac{n_p L_m U_s}{J\omega_1 L_s}i_{qr}-\dfrac{D}{J}\omega_r+\dfrac{T_L}{J} \end{cases} \tag{5}$$

2 最大 Lyapunov 指数计算和混沌仿真

2.1 Wolf算法计算最大李氏指数

混沌现象是一种拉伸与折叠的变换，对于一个确定非线性动力系统，混沌状态是一种不收敛不发散，也不周期的不规则运动，因而存在着表征发散机制的正值 Lyapunov 指数。Lyapunov 指数反映了系统在相空间中相邻轨线间发散(分离)的平均指数率，因此，对于一个有界的动力系统，最大 Lyapunov 指数的正负是衡量系统是否出现混沌运

动的重要判据[15]。

最大 Lyapunov 指数计算方法有很多种，由 Wolf 等[16]提出的算法简单易懂，易于实现，如图 2 所示。x_0、y_0 是两相邻相轨迹初始值，d_0 为相轨迹初始间距。

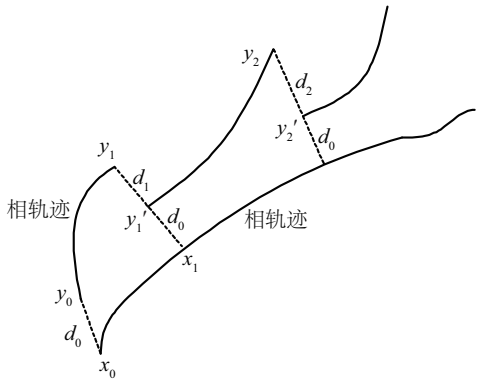


图2　最大Lyapunov指数的计算

Fig. 2　Conputational schematic of maximal Lyapunov exponent

$$\lambda_{\max}=\lim_{m\to\infty}\frac{1}{m\tau}\sum_{i=1}^{m}\ln\left(\frac{d_i}{d_0}\right) \tag{6}$$

式中，τ ——积分步长。当一个非线性动力系统的所有 Lyapunov 指数均为负定，则系统稳定。若系统中存在一个正值 Lyapunov 指数，系统相空间中初始距离无限小的 2 条轨迹将随时间不断分离，两者间距将呈指数增长，系统呈现混沌状态。

2.2　DFIG混沌系统仿真

据 DFIG 实际参数，取 $R_r=0.02\ \Omega$，$L_s=83$ mH，$L_r=80$ mH，$\omega_1=100\pi$ rad，$n_p=2$，$D=0$，$T_L=1$ Nm，$U_s=220$ V。考虑 DFIG 设计制造上存在差异及工况变化时的扩散系数 σ 将随之改变，据定义，有：

$$L_m=\sqrt{(1-\sigma)L_sL_r} \tag{7}$$

令 $[x_1,x_2,x_3]^T=[i_{dr},i_{qr},\omega_r]^T=[0.1,0.1,0.1]^T$，取输入量 $[u_{dr},u_{qr}]^T=[0,0]^T$ 采用式(6)算法，以 σ 作为变量，得到最大 Lyapunov 指数谱，如图 3 所示。

据图 2 可知随着扩散系数 σ 的增大，最大 Lyapunov 指数基本成上升趋势，当系统参数取值约为 $\sigma=0.58$ 时系统的最大 Lyapunov 指数由负转正。根据 DFIG 实际参数，选取 $\sigma=0.6$，通过计算得到此时的最大 Lyapunov 指数 $\lambda_{\max}=0.3036$，在此参数下进行混沌系统仿真，结果如图 4 所示。

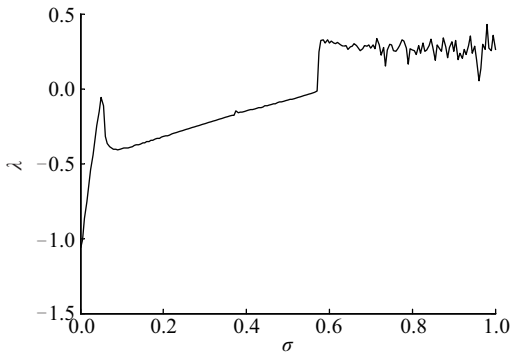
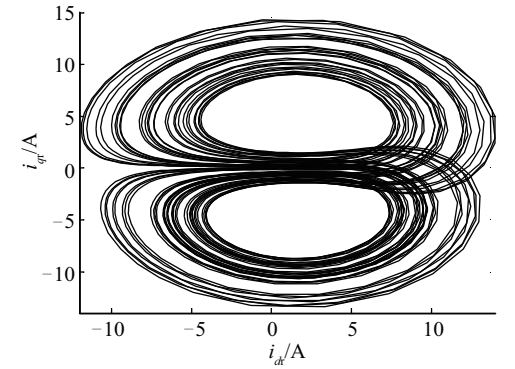
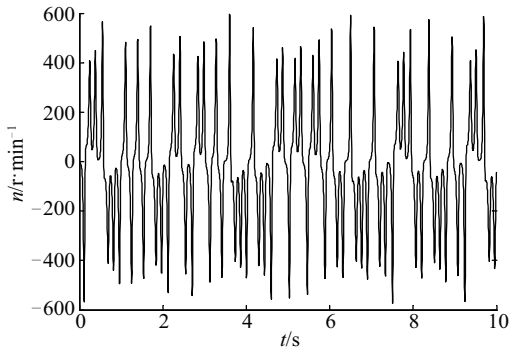


图3　DFIG系统的最大Lyapunov指数谱

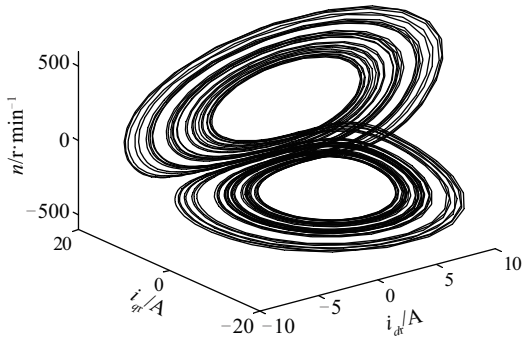
Fig. 3　Largest Lyapunov exponent spectrum of DFIG system



a. i_{dr}-i_{qr} 相平面



b. 转速时间序列



c. i_{dr}-i_{qr}-n_r 相空间

图4　DFIG系统的混沌现象

Fig. 4　Chaotic phenomena in DFIG system

3 解耦自适应反步法混沌控制率设计

3.1 解耦控制器

状态反馈解耦如图5示，通过构造状态反馈矩阵 $\boldsymbol{K}$ 和输入变换矩阵 $\boldsymbol{F}$ 完成对系统的解耦[17]。

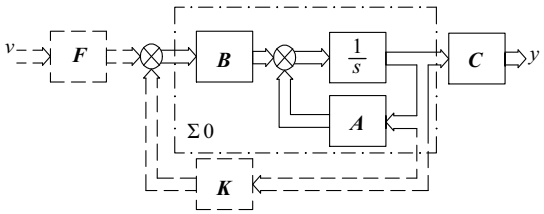


图5 状态反馈解耦系统

Fig. 5 State feedback decoupling system

针对式(5)状态方程 i_{dr} 和 i_{qr} 之间的耦合关系写成矩阵形式：

$$\dot{\boldsymbol{I}}=\boldsymbol{AI}+\boldsymbol{BU} \tag{8}$$

以 i_{dr}、i_{qr} 为系统输出，输出矩阵记为 $\boldsymbol{Y}$，有：

$$\boldsymbol{Y}=\boldsymbol{CI} \tag{9}$$

式中 $\boldsymbol{I}=\begin{bmatrix}i_{dr}\\ i_{qr}\end{bmatrix}$，$\boldsymbol{C}=\begin{bmatrix}1 & 0\\ 0 & 1\end{bmatrix}$，$\boldsymbol{A}=\begin{bmatrix}-\dfrac{R_r}{\sigma L_r} & \omega_s\\ \omega_s & -\dfrac{R_r}{\sigma L_r}\end{bmatrix}$，$\boldsymbol{U}=\begin{bmatrix}u_{dr}\\ \dfrac{\omega_s L_m U_s}{\omega_1\sigma^2 L_s L_r^2}-u_{dr}\end{bmatrix}$，$\boldsymbol{B}=\dfrac{1}{\sigma L_r}\begin{bmatrix}1 & 0\\ 0 & 1\end{bmatrix}$，$\omega_s=\omega_1-\omega_r$。

采用状态反馈法解耦，构造状态反馈矩阵 $\boldsymbol{F}$ 和 $\boldsymbol{K}$：

$$\begin{cases}\boldsymbol{K}=-\boldsymbol{B}^{-1}\boldsymbol{A}\\ \boldsymbol{F}=\left(\boldsymbol{CA}^0\boldsymbol{B}\right)^{-1}\end{cases} \tag{10}$$

构造经过系统解耦后的状态方程：

$$\dot{\boldsymbol{I}}=\left(\boldsymbol{A}+\boldsymbol{BK}\right)\boldsymbol{I}+\boldsymbol{BFU} \tag{11}$$

由式(8)~式(11)，并且令 $\dfrac{n_p L_m U_s}{J\omega_1 L_s}=\gamma$，$\dfrac{L_m U_s}{\omega_1\sigma L_s L_r}=\mu$，$\dfrac{D}{J}=p$，$\dfrac{T_L}{J}=T$，可得到解耦下的DFIG系统状态方程：

$$\begin{cases}\dot{i}_{dr}=u_{dr}^*\\ \dot{i}_{qr}=\mu\omega_1-\mu\omega_r+u_{qr}^*\\ \dot{\omega}_r=\gamma i_{qr}-p\omega_r+T\end{cases} \tag{12}$$

式中，u_{dr}^*、u_{qr}^*——输入解耦控制器的控制信号。

通过解耦控制，DFIG的状态方程由三阶模型简化为一个一阶和二阶模型的复合系统，如式(12)所示。

3.2 基于解耦模型的反步法混沌控制率设计

反步设计法的基本思想是先将复杂非线性系统分解为不超过系统阶数的子系统，再为子系统设计部分Lyapunov函数和中间虚拟控制量，并一直后推到整个系统，最后将它们集成起来完成整个控制律设计[18]。

式(12)所示系统中，由于 d-q 轴分量已经解耦，调节 u_{dr}^* 可使 d 轴电流 i_{dr} 稳定，调节 u_{qr}^* 可达到控制 q 轴电流 i_{qr} 和电机转速 v 的目的。

设 i_{dr}^*，ω^* 为方程(12)期望的 d 轴电流、q 轴电流和转速，合理控制 i_{dr}^* 可调节DFIG系统功率因数，通常 i_{dr}^* 给定值为常数。定义转子 d 轴电流 i_{dr} 和转速 ω_r 跟踪误差：

$$\begin{cases}e_1=i_{dr}-i_{dr}^*\\ e_2=\omega_r-\omega_r^*\end{cases} \tag{13}$$

对式(13)求导，可得跟踪误差动态方程：

$$\begin{cases}\dot{e}_1=\dot{i}_{dr}-\dot{i}_{dr}^*=u_{dr}^*\\ \dot{e}_2=\dot{\omega}_r-\dot{\omega}_r^*=\gamma i_{qr}-p\omega_r-T-\dot{\omega}_r^*\end{cases} \tag{14}$$

针对 i_{dr}，由式(13)、式(14)的 e_1，构造状态：

$$\dot{e}_1=-k_1e_1+k_1e_1+u_{dr}^*=-k_1e_1+u_{dr}^*+k_1i_{dr}-k_1i_{dr}^* \tag{15}$$

构造 u_{dr}^* 控制率为：

$$u_{dr}^*=k_1i_{dr}^*-k_1i_{dr} \tag{16}$$

式中，k_1——控制增益，$k_1>0$，构造Lyapunov函数：

$$\lambda_1=\frac{1}{2}e_1^2 \tag{17}$$

对其求导并将式(16)代入式(15)可得：

$$\dot{\lambda}_1=-k_1e_1^2\leqslant 0 \tag{18}$$

由此可知 $\lambda_1\geqslant 0$ 且 $\dot{\lambda}_1\leqslant 0$，该子系统稳定。完成对转子 d 轴电流 i_{dr} 的控制。

针对式(13)、式(14)的 e_2，构造状态方程：

$$\begin{aligned}\dot{e}_2&=-k_2e_2+k_2e_2+\gamma i_{qr}-p\omega_r-T-\dot{\omega}_r^*\\ &=-k_2e_2+(k_2-p)\omega_r+\gamma i_{qr}-T-k_2\omega_r^*-\dot{\omega}_r^*\end{aligned} \tag{19}$$

式中，k_2——控制增益，$k_2>0$，构造Lyapunov函数：

$$\lambda_2=\frac{1}{2}e_2^2 \tag{20}$$

求导可得：

$$\dot{\lambda}_2=-k_2e_2^2+e_2[(k_2-p)\omega_r+\gamma i_{qr}-T-k_2\omega_r^*-\dot{\omega}_r^*] \tag{21}$$

为使 $\dot{\lambda}_2<0$，选择虚拟控制误差为 e_3，定义为：

$$e_3=(k_2-p)\omega_r+\gamma i_{qr}-T-k_2\omega_r^*-\dot{\omega}_r^* \tag{22}$$

其动态方程为：

$$\begin{aligned}\dot{e}_3&=(k_2-p)\dot{\omega}_{\mathrm{r}}+\gamma\dot{i}_{qr}-k_2\dot{\omega}_{\mathrm{r}}^{*}\\&=-e_2-k_3e_3+e_2+k_3e_3+(k_2-p)\dot{\omega}_{\mathrm{r}}+\\&\quad\gamma\dot{i}_{qr}-T-k_2\dot{\omega}_{\mathrm{r}}^{*}\end{aligned}\tag{23}$$

由式(14)、式(15)、式(22)、式(23)，得到带 u_{qr}^{*} 的 e_3 动态方程：

$$\begin{aligned}\dot{e}_3=&-e_2-ke_3-\left(k_2+k_3-p\right)T-\left(1+k_2k_3\right)\omega_{\mathrm{r}}^{*}+\\&\left[1+k_2k_3-\gamma\mu-\left(k_2+k_3\right)p+p^2\right]\omega+\gamma u_{qr}^{*}-\\&\left(k_2+k_3\right)\dot{\omega}_{\mathrm{r}}^{*}+\left(k_2+k_3-p\right)\gamma i_{qr}+\gamma\mu\omega_1\end{aligned}\tag{24}$$

构造控制率 u_q^{*} 为：

$$\begin{aligned}u_q^{*}=&-\frac{1}{\gamma}\left\{\left[1+k_2k_3-\gamma\mu-\left(k_2+k_3\right)p+p^2\right]\omega_{\mathrm{r}}+\right.\\&\gamma\mu\omega_1-\left(k_2+k_3\right)\dot{\omega}_{\mathrm{r}}^{*}-\left(1+k_2k_3\right)\omega_{\mathrm{r}}^{*}+\\&\left.\left(k_2+k_3-p\right)\gamma i_{qr}-\left(k_2+k_3+1-p\right)T\right\}\end{aligned}\tag{25}$$

式中 k_2、k_3 为控制增益，k_2、$k_3>0$：

在式(16)和(25)的控制率下，由式(15)、式(19)、式(23)，得到所构造的虚拟控制系统的状态方程为：

$$\begin{cases}\dot{e}_1=-k_1e_1\\\dot{e}_2=-k_2e_2+e_3\\\dot{e}_3=-e_2-k_3e_3\end{cases}\tag{26}$$

据式(26)，构造如下 Lyapunov 函数：

$$\lambda=\frac{1}{2}e_1^{\,2}+\frac{1}{2}e_2^{\,2}+\frac{1}{2}e_3^{\,2}\tag{27}$$

对其求导并将式(26)代入可得：

$$\dot{\lambda}=-k_1e_1^{\,2}-k_2e_2^{\,2}-k_3e_3^{\,2}\leqslant 0\tag{28}$$

可见，在选取输入合适的控制量 u_{dr}^{*} 和 u_{qr}^{*} 作用下，DFIG 可从混沌状态中脱离出来，实现速度和电流跟踪，并可保持在稳定状态。

3.3　解耦自适应反步法的混沌控制器设计

当 DIFG 系统存在不确定参数时，可采用自适应反步法控制器[19]，假定式(12)中的 μ 和 T 未知，其估计值记为 $\hat{\mu}$ 和 $\hat{T}$，则其估计误差为：

$$\begin{cases}e_\mu=\mu-\hat{\mu}\\e_T=T-\hat{T}\end{cases}\tag{29}$$

式(29)代入式(19)，误差状态方程变为：

$$\dot{e}_2=-k_2e_2+(k_2-p)\omega_{\mathrm{r}}+\gamma i_{qr}-\hat{T}-e_T-k_2\omega_{\mathrm{r}}^{*}-\dot{\omega}_{\mathrm{r}}^{*}\tag{30}$$

选取虚拟控制量 e_3 为：

$$e_3=(k_2-p)\omega_{\mathrm{r}}+\gamma i_{qr}-\hat{T}-e_T-k_2\omega_{\mathrm{r}}^{*}-\dot{\omega}_{\mathrm{r}}^{*}\tag{31}$$

对 e_3 求导，类似于式(23)和式(24)的方法推导，构造出控制率：

$$\begin{aligned}u_{qr}^{*}=&-\frac{1}{\gamma}\left\{\left[1+k_2k_3-\gamma\hat{\mu}-\left(k_2+k_3\right)p+p^2\right]\omega_{\mathrm{r}}+\right.\\&\gamma\hat{\mu}\omega_1-\left(k_2+k_3\right)\dot{\omega}_{\mathrm{r}}^{*}-\left(1+k_2k_3\right)\omega_{\mathrm{r}}^{*}+\\&\left.\left(k_2+k_3-p\right)\gamma i_{qr}-\left(k_2+k_3+1-p\right)\hat{T}\right\}\end{aligned}\tag{32}$$

在式(32)控制率下，由转速误差 e_2 以及虚拟控制量 e_3 组成的动态方程变为：

$$\begin{cases}\dot{e}_2=-k_2e_2+e_3\\\dot{e}_3=-e_2-k_3e_3+\left(p-k_2-k_3\right)e_T+\left(\gamma\omega_1-\omega_{\mathrm{r}}\right)e_\mu\end{cases}\tag{33}$$

构造 Lyapunov 函数：

$$\lambda_2=\frac{1}{2}e_2^2+\frac{1}{2}e_3^2+\frac{1}{2\eta_T}e_T^{\,2}+\frac{1}{2\eta_\mu}e_\mu^{\,2}\tag{34}$$

式中，η_T、η_μ ——自适应增益。

对式(34)求导，并将式(32)的控制率和式(33)的状态方程代入，得到如式(35)动态方程：

$$\begin{aligned}\dot{\lambda}_2=&-k_2e_2^{\,2}-k_3e_3^{\,2}+\left[\left(\gamma\omega_1-\omega_{\mathrm{r}}\right)e_3+\frac{1}{\eta_\mu}\dot{e}_\mu\right]e_\mu+\\&\left[\left(p-k_2-k_3\right)e_3+\frac{1}{\eta_T}\dot{e}_T\right]e_T\end{aligned}\tag{35}$$

由于 $e_\mu=\mu-\hat{\mu}$，$e_T=T-\hat{T}$，因而有 $\dot{e}_\mu=-\dot{\hat{\mu}}$，$\dot{e}_T=-\dot{\hat{T}}$，据式(35)得出自适应律：

$$\begin{cases}\dot{\hat{\mu}}=\eta_\mu\left(\gamma\omega_1-\omega_{\mathrm{r}}\right)e_3\\\dot{\hat{T}}=\eta_T\left(p-k_2-k_3\right)e_3\end{cases}\tag{36}$$

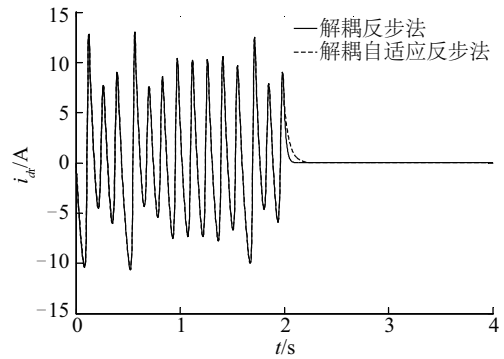
估计值 $\dot{\hat{\mu}}$、$\dot{\hat{T}}$ 可根据此自适应律在线更新，将式(36)代入式(33)、式(34)有：

$$\dot{\lambda}_2=-k_2e_2^2-k_3e_3^2\leqslant 0\tag{37}$$

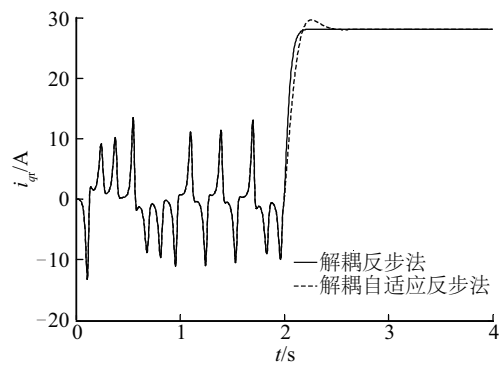
可见，采用自适应反步控制策略可对 DFIG 进行混沌控制，同时可实施未知参数在线估计。

4　仿真分析

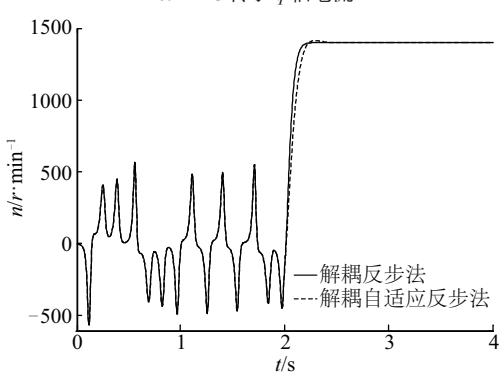
为验证所设计混沌控制器的有效性，在 Matlab/Simulink 中进行仿真实验。据已有分析，在系统参数为 $R_{\mathrm{r}}=0.02\,\Omega$，$L_{\mathrm{s}}=83\,\mathrm{mH}$，$L_{\mathrm{r}}=80\,\mathrm{mH}$，$\omega_1=100\,\pi\,\mathrm{rad}$，$n_{\mathrm{p}}=2$，$D=0$，$T_{\mathrm{L}}=1\,\mathrm{Nm}$，$U_{\mathrm{s}}=220\,\mathrm{V}$ 的条件下，当 $\sigma=0.6$ 时，$\lambda_{\max}=0.3036$，一开始不施加控制律，最大李氏指数为正，电机系统即进入混沌状态。在 $t=2\,\mathrm{s}$ 投入控制器，选取控制增益为 $k_1=k_3=10$，$k_2=20$，$\eta_\mu=1$，$\eta_T=2$，控制效果如图 6 所示。



a. DFIG转子 d 轴电流



b. DFIG转子 q 轴电流

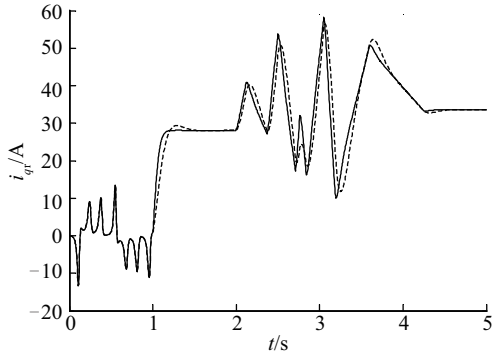


c. DFIG的转速 n

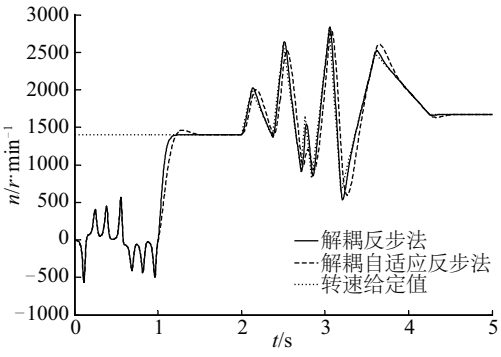
图6 不同控制算法下的DFIG混沌控制响应

Fig. 6 Comparison of DFIG chaos control response under different control algorithm

在完成混沌控制后，针对风速变化的情况，为实现最大风能跟踪，需根据风速实时调节电机转速，选取在 $t=2$ s 时刻期望转速开始随时间变化，分析 DFIG 系统的转速跟随情况，如图 7 所示。据图 6 可看出，2 种反步法都能使 DFIG 系统脱离混沌状态，但解耦反步法要比解耦自适应反步法的控制效果更好，响应速度更快；自适应反步控制器在控制过程中需进行参数估计，不断修正参数，导致收敛时间偏长并存在一定程度的超调。由图 7 可知，在给定状态不断改变时，2 种反步法均能很好跟随电机状态变化，其中解耦反步法的跟随效果更好，对 DFIG 的混沌控制有明显优势。



a. DFIG转子 q 轴电流响应



b. DFIG的转速 n 响应

图7 不同控制方式下的DFIG的转速跟随效果

Fig. 7 Speed following effect of DFIG under different control algorithm

5 结 论

通过导出 DFIG 的非线性微分方程，计算其最大 Lyapunov 指数，仿真验证电机系统中存在混沌现象。提出解耦反步混沌法抑制混沌现象，稳定性分析保证了系统的全局一致渐近稳定。针对含有未知参数情况，提出解耦自适应反步法，在线估计并更新系统参数进行混沌控制，保证全局稳定，同时降低系统对参数的依赖性。理论推导与仿真结果表明，2 种反步法控制均可实现双馈风电系统的混沌控制及状态跟踪。自适应反步混沌控制器，可使系统达到全局一致渐近稳定及参数一致收敛。

[参考文献]

[1] Yogarathinam A, Kaur J, Chaudhuri N R. Impact of inertia and effective short circuit ratio on control of frequency in weak grids interfacing LCC- HVDC and

DFIG- based wind farms [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2017, 32(4): 2040—2051.

[2] Peng Cheng, Heng Nian, Wu Chao, et al. Direct stator current vector control strategy of dfig without phase-locked loop during network unbalance[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(1): 284—297.

[3] Pattnaik M, Kastha D. Harmonic compensation with zero- sequence load voltage control in a speed-sensorless DFIG-based stand-alone VSCF generating system [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(12): 5506—5514.

[4] Mai Xianhui, Wei Duqu, Zhang Bo, et al. Controlling chaos in complex motor networks by environment[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2015, 62(6): 603—607.

[5] 余　洋, 米增强, 刘兴杰. 双馈风力发电机混沌运动分析及滑模控制混沌同步[J]. 物理学报, 2011, 60(7): 119—126.

[5] Yu Yang, Mi Zengqiang, Liu Xingjie. Analysis of chaos in doubly fed induction generator and sliding mode control of chaos synchronization[J]. Acta Physica Sinica, 2011, 60(7): 119—126.

[6] Gao Y, Chau K T. Hopf bifurcation and chaos in synchronous reluctance motor drives[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2004, 19(2): 296—302.

[7] 陈集思, 杨俊华, 林卓胜, 等. 基于最大Lyapunov指数的无刷双馈电机混沌现象分析[J]. 电机与控制应用, 2016, 43(5): 52—58.

[7] Chen jisi, Yang Junhua, Lin Zhuosheng, et al. Analysis of chaos in brushless doubly-fed machine base on the maximal Lyapunov exponent[J]. Electric Machines & Control Application, 2016, 43(5): 52—58.

[8] 张兴华, 丁守刚. 非均匀气隙永磁同步电机的自适应混沌同步[J]. 控制理论与应用, 2009, 26(6): 661—664.

[8] Zhang Xinghua, Ding Shougang. Adaptive chaotic synchronization of permanent magnet synchronous motors with nonsmooth air-gap[J]. Control Theory & Applications, 2009, 26(6): 661—664.

[9] 唐传胜, 戴跃洪, 甄文喜. 非均匀气隙永磁同步电机的有限时间混沌同步[J]. 控制理论与应用, 2014, 31(3): 404—408.

[9] Tang Chuansheng, Dai Yuehong, Zhen Wenxi. Finite-time chaotic synchronization of permanent magnet synchronous motor with nonsmooth air-gap[J]. Electric Machines & Control Application, 2014, 31(3): 404—408.

[10] 吴忠强, 吴昌韩, 赵立儒, 等. 基于哈密顿函数的永磁同步电机混沌系统鲁棒控制[J]. 物理学报, 2015, 64(9): 230—235.

[10] Wu Zhongqiang, Wu Changhan, Zhao Liru, et al. Robust control for permanent magnet synchronous motors based on Hamiltonian function[J]. Acta Physica Sinica, 2015, 64(9): 230—235.

[11] 张兴华, 沈　捷, 梅　磊, 等. 永磁同步电机混沌运动的逆系统控制[J]. 电机与控制学报, 2010, 14(10): 73—77.

[11] Tang Chuansheng, Dai Yuehong, Zhen Wenxi. Inverse system control of chaos in permanent magnet synchronous motors[J]. Electric Machines and Control, 2010, 14(10): 73—77.

[12] 陈　宁, 熊丝琦, 刘　波, 等. PMSM混沌系统的自适应反步控制[J]. 中南大学学报: 自然科学版, 2014, 45(1): 99—104.

[12] Chen Ning, Xiong Siqi, Liu Bo, et al. Adaptive backstepping control of permanent magnet synchronous motor chaotic system[J]. Journal of Central South University: Science and Technology, 2014, 45(1): 99—104.

[13] Ren Haipeng, Liu Ding. Nonlinear feedback control of chaos in permanent magnet synchronous motor[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2006, 53(1): 45—50.

[14] 贺益康, 胡家兵, 徐　烈. 并网双馈异步风力发电机运行控制[M]. 北京: 中国电力出版社, 2012, 52—92.

[14] He Yikang, Hu Jiabing, Xu Lie. Operation and control of grid- connected doubly fed induction generator[M]. Beijing: China Electric Power Press, 2012, 52—92.

[15] Günther T, Theisel H. Backward finite-time Lyapunov exponents in inertial flows[J]. IEEE Transactions on Visualization and Computer Graphics, 2017, 21(1): 970—979.

[16] Wolf A, Swift J B, Swinney H L, et al. Determining Lyapunov exponents from a time series[J]. Physica D: Nonlinear Phenomena, 1985, 16(3): 285—317.

[17] Reigosa D D, Garcia P, Briz F, et al. Modeling and adaptive decoupling of high-frequency resistance and temperature effects in carrier-based sensorless control of PM synchronous machines[J]. IEEE Transactions

on Industry Applications, 2010, 46(1): 139—149.

[18] Wan Yong, Zhao Jun. Extended backstepping method for single-machine infinite-bus power systems with SMES [J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2013, 21(3): 915—923.

[19] Su Qingyu, Quan Wanzhen, Cai Guowei, et al. Improved adaptive backstepping sliding mode control for generator steam valves of non-linear power systems [J]. IET Control Theory & Applications, 2017, 11(9): 1414—1419.

CHAOS ANALYSIS AND DECOUPLING ADAPTIVE BACKSTEPPING CONTROL OF DOUBLY FED WIND POWER SYSTEM

Yang Junhua[1], Cai Haoran[1], Zou Zijun[1], Xu Weidong[1], Wu Jie[2]

(1. *School of Automation*, *Guangdong University of Technology*, *Guangzhou* 510006, *China*;
2. *School of Electric Power*, *South China University of Technology*, *Guangzhou* 510641, *China*)

Abstract: The nonlinear differential equations of the doubly fed induction generator (DFIG) were derived to study the chaos phenomenon and chaos control in DFIG based on *d*-*q* axis model of DFIG. Under some operation status and parameters, the chaos motion of DFIG was proved by calculating the largest Lyapunov exponents spectrum of DFIG with Wolf algorithm. The decoupling controller was constructed to reduce the order of the chaos system by the flux-oriented vector control technique. The chaos controller was designed based on state feedback decoupling model with backstepping method. According to uncertain parameters or status of DFIG system, an adaptive backstepping method was proposed with decoupling model. The virtual control quantity was constructed to design control law to real time track and forecast the system parameters to chaos control. The stability of the chaos control system was analyzed to ensure the state of the system converging to set point quickly by structuring the Lyapunov equation. Aiming at different operation condition, the simulation results show that the DFIG system can escape quickly from chaos state to a stable operation by proposed decoupling adaptive backstepping method with fast response, strong robustness and high control accuracy.

Keywords: doubly fed wind power system; chaos control; largest Lyapunov exponent; decoupling adaptive backstepping control