

参数未知的永磁同步电机混沌系统模糊自适应同步控制*

谢成荣¹ 张仁愉¹ 王仁明^{2†} 王凌云²

(1.国家电网公司 浙江嵊州市供电公司,嵊州 312400) (2.三峡大学电气与新能源学院,宜昌 443002)

摘要 提出了一种参数未知的永磁同步电机(PMSM)系统的模糊自适应同步控制方法.首先通过放射变换和时间尺度变换,将转子磁场定向坐标系下的PMSM模型,变换成无量纲模型.其次通过分析其相图和Lyapunov指数谱,阐述了PMSM的混沌动态行为.接着,在假设PMSM系统参数未知并将PMSM混沌模型及其响应系统模型表示成T-S模糊模型的基础上,利用Lyapunov稳定性理论和自适应控制策略设计了响应系统,并导出了自适应控制律来估计驱动系统参数.此外,设计了响应系统的模糊控制器,对PMSM系统及其响应系统进行同步控制,并证明了同步误差动态是渐近稳定的.最后,仿真结果验证了该方法的有效性.

关键词 永磁同步电机, T-S模糊模型, 自适应同步

DOI: 10.6052/1672-6553-2017-41

引言

永磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)由于其结构简单、运行可靠、无励磁损耗等优点而广泛应用于航空航天、工业自动化装置、机器人、家用电器等领域,但其动力系统是一种复杂的多变量、强耦合的高维非线性系统.PMSM在一些特定的参数和工作条件下会呈现混沌行为^[1],表现为转矩和转速的间歇振荡和不规则的电磁噪声等.PMSM的混沌运动会影响电力传动系统的稳定性,降低系统的运行性能,因此,PMSM混沌行为的控制具有重要的现实意义和实用价值^[2].

现代非线性控制理论的发展出现了许多控制和分析混沌系统的方法^[3-7],一些方法也被用于控制PMSM的混沌行为^[8-11,13].例如,基于逆最优控制方法的线性反馈控制器设计^[8]、基于哈密尔顿函数的鲁棒控制方案^[12]、基于PMSM分数阶混沌吸引子的投影自同步非线性状态观测器控制策略^[13]和基于反演技术的自适应模糊同步控制器设计方法^[14]等.

模糊控制和自适应控制是两种被广泛使用于控制混沌系统的方法^[6,14-17].模糊控制方法的优越性是T-S模糊模型能够精确地表示一类高度非线性模型的特性.这种模糊模型在不同的状态空间区域的局部动态能够被表示为线性模型,然后通过这些线性模型的模糊综合得到整个非线性系统模型.从而可以利用线性系统的分析方法研究混沌系统.文献[18]研究了基于模糊模型的未知参数混沌系统的自适应同步控制方法.混沌系统由驱动系统和响应系统组成,T-S模糊模型用来表示混沌系统,自适应律被设计用于未知参数的估计.而文献[6]则基于自适应鲁棒控制方法,设计了不确定混沌系统的输出反馈控制.文献[4]提出了基于反演技术的自适应模糊神经控制方法,用于分析一类输入饱和的未知混沌系统的镇定问题.文献[15]则给出了模糊滑模控制设计方法来改进不确定混沌系统的鲁棒性和稳定性.文献[17]建立了不确定混沌系统的动态模糊神经网络模型并设计了神经自适应反演控制器.

混沌的同步研究起源于Carroll和Pecora关于两个混沌系统同步控制的开拓性工作^[2],随后,研

2016-03-02收到第1稿,2016-06-02收到修改稿.

* 国家自然科学基金(51407104)

† 通讯作者 E-mail: eermwang@ctgu.edu.cn

究者对此进行了大量的研究,提出了许多混沌同步方法,如驱动-响应同步法^[2]、自适应模糊同步法^[18]、脉冲同步法^[19]、完全与反相同步法^[23]等。例如,文献[23]研究了分数阶异结构混沌系统的完全同步和反相同步控制问题,构造出非线性控制器实现了两个维数不同、分数阶次不等的混沌系统与超混沌系统之间的完全同步与反相同步。其中一些方法也被用于 PMSM 的混沌同步控制问题研究^[13,20]。

本文利用模糊控制与自适应控制策略相结合的优点,提出了一种基于 T-S 模糊模型的永磁同步电机(PMSM)混沌系统的自适应同步控制方法。首先建立了驱动系统和响应系统的 T-S 模糊模型,并由此导出了同步误差动态,设计了模糊控制器并进行了稳定性分析。同时,由驱动系统状态和响应系统状态之间的误差构造了响应系统控制律,使之达到渐近同步。而为了估计驱动系统的未知参数,进一步构造了响应系统的自适应律。响应系统的控制器设计有两部分组成:一部分用于镇定同步误差,而另一部分用来估计未知参数,且由 Lyapunov 理论分析了所设计的控制系统的稳定性。

1 PMSM 的数学模型

在转子磁场定向坐标系(d - q 坐标系)中,由电压平衡方程和转矩平衡方程,可得如下的 PMSM 状态方程^[1]:

$$\begin{aligned} \frac{di_d}{dt} &= \frac{1}{L_d} [-R_s i_d + n_p L_q \omega_r i_q + u_d] \\ \frac{di_q}{dt} &= \frac{1}{L_q} [-R_s i_q - n_p \omega_r (L_d i_d + \varphi) + u_q] \\ \frac{d\omega_r}{dt} &= \frac{1}{J} \{n_p [\varphi i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] - b\omega_r - T_L\} \quad (1) \end{aligned}$$

其中 u_d, i_d, L_d 和 u_q, i_q, L_q 分别表示直轴和交轴的定子电压向量、定子电流向量和电感向量分量, R_s 是定子电阻, n_p 是极对数, J 是转子惯量, b 是阻尼系数, T_L 是负载转矩, ω_r 为转子角速度, φ 为转子永久磁链。

考虑气隙均匀的 PMSM, 即 $L_d = L_q = L$ 。此时, 系统(1)可写为:

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L} [-R_s i_d + n_p L \omega_r i_q + u_d]$$

$$\begin{aligned} \frac{di_q}{dt} &= \frac{1}{L} [-R_s i_q - n_p \omega_r (L i_d + \varphi) + u_q] \\ \frac{d\omega_r}{dt} &= \frac{1}{J} \{n_p \varphi i_q - b\omega_r - T_L\} \quad (2) \end{aligned}$$

通过仿射变换和时间尺度变换, 将系统(2)变成无量纲方程, 令:

$$x = [i_d \quad i_q \quad \omega_r]^T = [x_1 \quad x_2 \quad x_3]^T$$

选择仿射变换及时间尺度变换为:

$$x = P\tilde{x} + \eta = \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 & 0 \\ 0 & \lambda_2 & 0 \\ 0 & 0 & \lambda_3 \end{bmatrix} \tilde{x} + \begin{bmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \\ \eta_3 \end{bmatrix}$$

$$t = \tau \tilde{t}$$

其中 $\tilde{x} = [\tilde{x}_1 \tilde{x}_2 \tilde{x}_3]^T$, $\tau = \frac{L}{R_s}$, $\lambda_1 = \frac{b}{n_p^2 \tau \varphi}$, $\lambda_2 = \lambda_1$, $\lambda_3 = \frac{1}{n_p \tau}$, $\eta_2 = 0$, $\eta_3 = 0$, $\eta_1 = \frac{-(\rho L b \lambda_3 + n_p \varphi^2)}{n_p L \varphi}$ 。则变换后的

PMSM 模型(2)的无量纲状态方程为:

$$\begin{aligned} \frac{d\tilde{x}_1}{d\tilde{t}} &= -\tilde{x}_1 + \tilde{x}_2 \tilde{x}_3 + \tilde{u}_d \\ \frac{d\tilde{x}_2}{d\tilde{t}} &= -\tilde{x}_2 - \tilde{x}_1 \tilde{x}_3 + \gamma \tilde{x}_3 + \tilde{u}_q \\ \frac{d\tilde{x}_3}{d\tilde{t}} &= \sigma (\tilde{x}_2 - \tilde{x}_3) - \tilde{T}_L \quad (3) \end{aligned}$$

其中参数为 $\sigma = \frac{\tau b}{J}$, $\tilde{u}_q = \frac{\tau}{\lambda_1 L} u_q$, $\tilde{u}_d = \frac{\tau}{\lambda_2 L} (u_d - R_s \eta_1)$,

$\tilde{t}_L = \frac{\tau}{J \lambda_3} T_L$, γ 是一个自由参数。

2 PMSM 的混沌动态分析

考虑 $\tilde{u}_d = 0, \tilde{u}_q = 0, \tilde{t}_L = 0$ 时, PMSM 的运动方程。该方程表示电机无输入电压和空载的情形。在此条件下, 令(3)式等式右边为零, 可得 PMSM 的平衡点, 其中一

个是原点, 另外两个是: $\begin{bmatrix} \tilde{x}_1^{eq} \\ \tilde{x}_2^{eq} \\ \tilde{x}_3^{eq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \gamma - 1 \\ \pm \sqrt{\gamma - 1} \\ \pm \sqrt{\gamma - 1} \end{bmatrix}$, $\gamma > 1$ 。系统

(3)在非平衡点的 Jacobian 矩阵为:

$$A = \begin{bmatrix} -1 & \tilde{x}_3^{eq} & \tilde{x}_2^{eq} \\ -\tilde{x}_3^{eq} & -1 & \gamma - \tilde{x}_1^{eq} \\ 0 & \sigma & -\sigma \end{bmatrix}$$

Jacobian 矩阵对应的特征多项式为:

$$f(s) = s^3 + (\sigma + 2)s^2 + [2\sigma + 1 + \sigma(\tilde{x}_1^{eq} - \gamma) + (\tilde{x}_3^{eq})^2]s +$$

$$\sigma[1+(\tilde{x}_3^{eq})^2+\tilde{x}_2^{eq}\tilde{x}_3^{eq}+\tilde{x}_1^{eq}-\gamma] \quad (4)$$

用与文献[22]同样的方法分析方程(4)可知当 $\gamma = \gamma^* = \frac{\sigma(\sigma+4)}{\sigma-2}$, $\sigma > 2$ 时,非零平衡点为临界稳定.而当 $\gamma > \gamma^*$ 时,系统的三个平衡点都是不稳定的,此时,PMSM 进入混沌状态.图 1 是当 $\sigma = 5.46, \gamma = 20$ 时,PMSM 系统的相轨迹.从图 1 可以看出,PMSM 状态存在两个混沌吸引子,计算其 Lyapunov 指数知 $LE_1 = 0, LE_2 = 0.4221, LE_3 = -7.8782$.图 2 是 PMSM 系统的 Lyapunov 指数随参数 γ 的变化曲线,系统的最大 Lyapunov 指数为正.表明系统进入混沌运动状态.

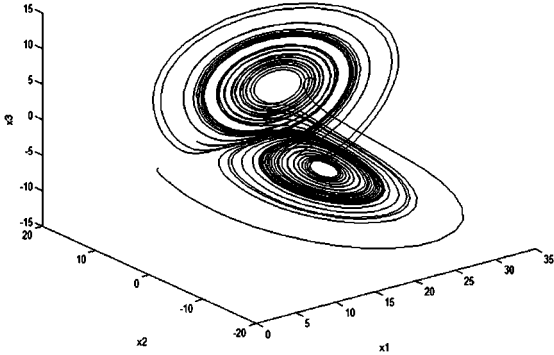


图 1 PMSM 的奇怪吸引子

Fig. 1 Chaos attractor of PMSM

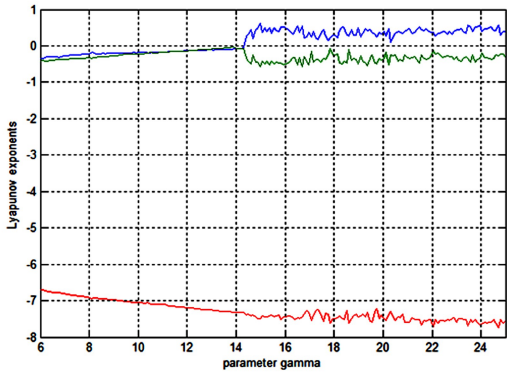


图 2 PMSM 的 Lyapunov 指数随参数 γ 的变化

Fig. 2 Evolution of Lyapunov exponent with the parameter γ

3 PMSM 混沌系统的 T-S 模糊自适应同步

对于 PMSM 系统同步问题,其响应系统状态被设计为与 PMSM 系统状态相同.因此,驱动系统(PMSM)被模糊表示如下:

驱动系统规则 i:

$$\text{IF } z_1(t) \text{ is } M_{i1}, \dots, z_p(t) \text{ is } M_{ip} \text{ THEN}$$

$$\dot{x}(t) = A_i x(t), \quad i = 1, 2, \dots, r \quad (5)$$

这里 $x(t) \in R^n$ 是驱动系统状态, $z(t) = [z_1(t), \dots, z_p(t)]^T$ 是前件变量, $M_{ij}(j = 1, 2, \dots, p)$ 是模糊集, r 是模糊规则数, $A_i(i = 1, 2, \dots, r)$ 是常数矩阵.使用中心平均法解模糊,可得模糊驱动系统模型:

$$\dot{x}(t) = \sum_{i=1}^r h_i(z(t)) A_i x(t) \quad (6)$$

其中:

$$h_i(z(t)) = \frac{\omega_i(z(t))}{\sum_{i=1}^r \omega_i(z(t))};$$

$$\omega_i(z(t)) = \prod_{j=1}^p M_{ij}(z(t)) > 0;$$

$$h_i(z(t)) \geq 0; \sum_{i=1}^r h_i(z(t)) = 1$$

根据模糊驱动系统,可得如下模糊响应系统:

响应系统规则 i:

$$\text{IF } z_1(t) \text{ is } M_{i1}, \dots, z_p(t) \text{ is } M_{ip} \text{ THEN}$$

$$\dot{\hat{x}}(t) = \hat{A}_i \hat{x}(t) + u(t), \quad i = 1, 2, \dots, r \quad (7)$$

这里 $\hat{x}(t) \in R^n$ 是响应系统状态, $u(t) \in R^n$ 是控制输入, \hat{A}_i 是 A_i 的估计值且由自适应律决定.因此,整个响应系统被推理为:

$$\dot{\hat{x}}(t) = \sum_{i=1}^r h_i(z(t)) [\hat{A}_i \hat{x}(t) + u(t)] \quad (8)$$

令同步误差为 $\tilde{x}(t) = x(t) - \hat{x}(t)$.则由(6)和(8)可得同步误差动态为:

$$\dot{\tilde{x}}(t) = \sum_{i=1}^r h_i(z(t)) [\hat{A}_i \tilde{x}(t) + \tilde{A}_i x(t) - u(t)] \quad (9)$$

这里 $\tilde{A}_i = A_i - \hat{A}_i$

为了镇定同步误差动态系统(9),设计状态反馈控制律和自适应律如下:

控制规则 i:

$$\text{IF } z_1(t) \text{ is } M_{i1}, \dots, z_p(t) \text{ is } M_{ip} \text{ THEN}$$

$$u(t) = \hat{A}_i \tilde{x}(t) - A_s \tilde{x}(t) \quad i = 1, 2, \dots, r$$

这里, A_s 为任一 Hurwitz 稳定矩阵.经过模糊推理,整个模糊控制器可表示为:

$$u(t) = \sum_{i=1}^r h_i(z(t)) \hat{A}_i \tilde{x}(t) - A_s \tilde{x}(t) \quad (10)$$

假设自适应律可表示为:

$$\hat{A}_i = \sigma_{A_i} h_i(z(t)) \tilde{x}(t) x^T(t) \quad (11)$$

这里, σ_{A_i} 为常数自适应增益. 由 (9) 和 (10) 得到闭环同步误差动态为:

$$\dot{\tilde{x}}(t) = A_s \tilde{x}(t) + \sum_{i=1}^r h_i(z(t)) \tilde{A}_i \tilde{x}(t) \quad (12)$$

现在, 我们证明当 $t \rightarrow 0$ 时, $\tilde{x}(t) \rightarrow 0; \dot{\tilde{A}}_i \rightarrow 0$ 选择 Lyapunov 函数为:

$$V(\tilde{x}(t), \tilde{A}_i) = \tilde{x}^T(t) P \tilde{x}(t) + \sum_{i=1}^r tr\left(\frac{\tilde{A}_i^T P \tilde{A}_i}{\sigma_{A_i}}\right)$$

其中, $tr(A)$ 指代矩阵 A 的迹, 选择矩阵 P 为 Lyapunov 方程 $A_s^T P + P A_s = -I$ 的解 (解的存在性能够由 A_s 的稳定性保证). 那么, $V(\tilde{x}(t), \tilde{A}_i)$ 沿 (12) 和 (11) 的轨线的导数如下:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \dot{\tilde{x}}^T P \tilde{x} + \tilde{x}^T P \dot{\tilde{x}} + \sum_{i=1}^r tr\left(\frac{\dot{\tilde{A}}_i^T P \tilde{A}_i}{\sigma_{A_i}} + \frac{\tilde{A}_i^T P \dot{\tilde{A}}_i}{\sigma_{A_i}}\right) \\ &= \tilde{x}^T (A_s^T P + P A_s) \tilde{x} + 2\tilde{x}^T P \sum_{i=1}^r h_i(z) \tilde{A}_i \tilde{x} - \sum_{i=1}^r 2tr\left(\frac{\tilde{A}_i^T P \dot{\tilde{A}}_i}{\sigma_{A_i}}\right) \\ &= -\tilde{x}^T \tilde{x} + 2tr\left(\sum_{i=1}^r h_i(z) \tilde{A}_i^T P \tilde{x} \tilde{x}^T - \sum_{i=1}^r \frac{\tilde{A}_i^T P \dot{\tilde{A}}_i}{\sigma_{A_i}}\right) \end{aligned}$$

由 (11) 可知:

$$\dot{V} = -\tilde{x}^T \tilde{x} \leq 0 \quad (13)$$

因此, 系统 (12) 和 (11) 的平衡点 $\tilde{x} = 0, \dot{\tilde{A}} = 0$ 是一致稳定的. 由此可知, 系统 (12) 和 (11) 的状态是一致有界的. 此外, V 是有界的, 由 (13) 可得:

$$\int_0^{\infty} \tilde{x}^T \tilde{x} dt = - \int_0^{\infty} \dot{V} dt = V_0 - V_{\infty}$$

这里 $V_0 = V(\tilde{x}(0), \dot{\tilde{A}}_i(0))$, 因而, $\tilde{x} \in L_2$. 又由 (16) 可知, $\dot{\tilde{x}} \in L_{\infty}$, 所以, $\tilde{x}(t) \rightarrow 0 (t \rightarrow \infty)$. 同理可得 $\dot{\tilde{A}}_i(t) \rightarrow 0, (t \rightarrow \infty)$

注: 上述结论是在气隙均匀的假设下, 对 PMSM 系统进行分析 and 设计得到的, 在非气隙均匀情形, 即 $L_d \neq L_q$ 时, 文献 [20] 应用自适应控制方法研究了这种情形的同步问题. 本文提出的方法也可以应用于非气隙均匀情形. 这个问题的讨论将在另外文献中表述.

4 数值仿真

考虑 PMSM 混沌系统模型 (3), 当 $\tilde{u}_d = 0, \tilde{u}_q = 0, \tilde{i}_L = 0$, 初始状态 $x(0) = [0.010.010.01]^T$ 时, 系统相轨迹如图 1 所示.

仿文献 [21] 的建模过程, 建立 PMSM 的 T-S

模糊模型. 假设参数 σ, γ 未知, 由于:

$$\begin{aligned} x_2 x_3 &= \left[\sum_{i=1}^2 \mu_i(x(t)) g_i(x(t)) \right] x_2(t); \\ x_1 x_3 &= \left[\sum_{i=1}^2 \mu_i(x(t)) g_i(x(t)) \right] x_1(t) \end{aligned}$$

这里 $g_1(x(t)) = M_1 = -20; g_2(x(t)) = M_2 = 20$. 并且:

$$\begin{aligned} \mu_1(x(t)) &= \frac{-x_3(t) + M_2}{M_2 - M_1}; \\ \mu_2(x(t)) &= \frac{x_3(t) - M_1}{M_2 - M_1} \end{aligned} \quad (14)$$

由图 1 可知 $x_3(t) \in [-20, 20]$, 所以选择 $M_1 = -20, M_2 = 20$, 于是得到如下驱动系统的模糊 T-S 模型.

- 规则 1: IF $x_3(t)$ is M_1 , THEN $\dot{x}(t) = A_1 x(t)$
- 规则 2: IF $x_3(t)$ is M_2 , THEN $\dot{x}(t) = A_2 x(t)$

这里 $x = [x_1 \quad x_2 \quad x_3]^T$

$$A_1 = \begin{bmatrix} -1 & -20 & 0 \\ 20 & -1 & \gamma \\ 0 & \sigma & -\sigma \end{bmatrix}; A_2 = \begin{bmatrix} -1 & 20 & 0 \\ -20 & -1 & \gamma \\ 0 & \sigma & -\sigma \end{bmatrix}$$

响应系统的模糊 T-S 模型可描述为:

- 规则 1: IF $x_3(t)$ is M_1 , THEN $\dot{\hat{x}}(t) = \hat{A}_1 \hat{x}(t) + u(t)$
- 规则 2: IF $x_3(t)$ is M_2 , THEN $\dot{\hat{x}}(t) = \hat{A}_2 \hat{x}(t) + u(t)$

这里 $\hat{x}(t) = [\hat{x}_1(t) \quad \hat{x}_2(t) \quad \hat{x}_3(t)]^T$,

$$\begin{aligned} u(t) &= [u_1(t) \quad u_2(t) \quad u_3(t)]^T \\ \hat{A}_1 &= \begin{bmatrix} -1 & -20 & 0 \\ 20 & -1 & \hat{\gamma}_1 \\ 0 & \hat{\sigma}_{11} & -\hat{\sigma}_{12} \end{bmatrix}; \hat{A}_2 = \begin{bmatrix} -1 & 20 & 0 \\ -20 & -1 & \hat{\gamma}_2 \\ 0 & \hat{\sigma}_{21} & -\hat{\sigma}_{22} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

$\hat{\sigma}_{11}, \hat{\sigma}_{12}, \hat{\sigma}_{21}, \hat{\sigma}_{22}, \hat{\gamma}_1, \hat{\gamma}_2$ 分别是参数 σ, γ 的估计值. 在仿真中, 选参数 $\sigma = 5.46, \gamma = 20$, 驱动系统和响应系统的初始值分别选为 $x(0) = [555]^T, \hat{x}(0) = [000]^T$, 未知参数 $\hat{\sigma}_{11}, \hat{\sigma}_{12}, \hat{\sigma}_{21}, \hat{\sigma}_{22}, \hat{\gamma}_1, \hat{\gamma}_2$ 的初始值都选为 0, 自适应增益 $\sigma_{A1} = 1.5, \sigma_{A2} = 2$, Hurwitz 矩阵:

$$A_s = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}$$

通过求解 Lyapunov 方程可得:

$$P = \begin{bmatrix} 0.5 & 0 & 0 \\ 0 & 0.5 & 0 \\ 0 & 0 & 0.5 \end{bmatrix}$$

仿真结果显示在图 3~图 5 中.图 3 展现了 PMSM 模糊驱动系统和模糊响应系统的状态轨迹,图 4 展示了 PMSM 混沌同步结果,即, $\hat{x}(t) \rightarrow 0, (t \rightarrow 0)$, 图 5 显示了参数估计的演化过程.

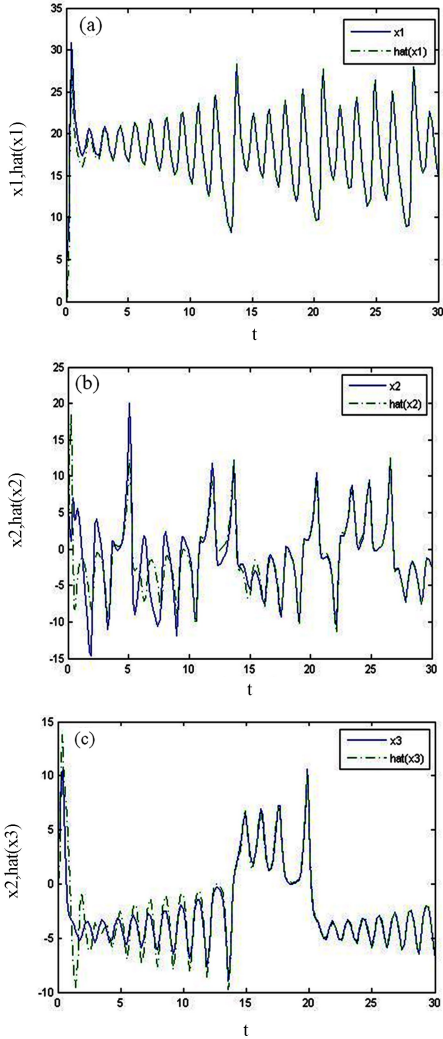


图 3 PMSM 驱动系统和响应系统状态轨迹

(a) $x_1(t)$ 和 $\hat{x}_1(t)$; (b) $x_2(t)$ 和 $\hat{x}_2(t)$; (c) $x_3(t)$ 和 $\hat{x}_3(t)$

Fig. 3 State trajectory of PMSM systems

(a) $x_1(t)$ and $\hat{x}_1(t)$; (b) $x_2(t)$ and $\hat{x}_2(t)$; (c) $x_3(t)$ and $\hat{x}_3(t)$

5 结论

本文提出了一种永磁同步电机 (PMSM) 混沌系统的模糊自适应同步控制方法.在假设驱动系统 (PMSM 混沌系统) 参数未知的情形下, T-S 模糊模型被用来描述驱动系统和响应系统, 通过对驱动系

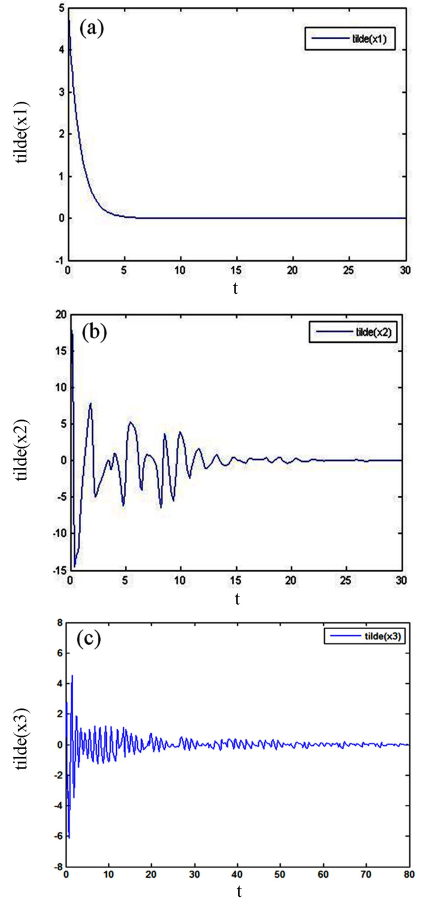


图 4 PMSM 混沌系统的同步误差

(a) $\tilde{x}_1(t)$; (b) $\tilde{x}_2(t)$; (c) $\tilde{x}_3(t)$

Fig. 4 Synchronization error of PMSM attractor

(a) $\tilde{x}_1(t)$; (b) $\tilde{x}_2(t)$; (c) $\tilde{x}_3(t)$

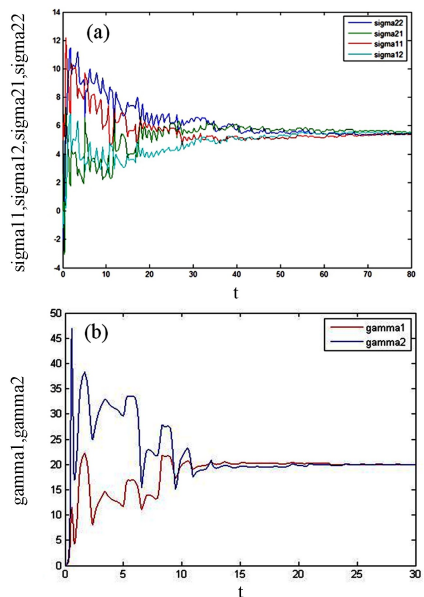


图 5 PMSM 系统的参数估计 (a) $\hat{\sigma}_{11}, \hat{\sigma}_{12}, \hat{\sigma}_{21}, \hat{\sigma}_{22}$; (b) γ_1, γ_2

Fig. 5 Parameter estimation for PMSM attractor

(a) $\hat{\sigma}_{11}, \hat{\sigma}_{12}, \hat{\sigma}_{21}, \hat{\sigma}_{22}$; (b) γ_1, γ_2

统参数的估计设计了模糊响应系统并通过模糊控制器的设计使得同步误差动态渐近稳定.数值仿真验证了所提出的自适应同步方案的有效性.

参 考 文 献

- Hemati N. Strange attractors in brushless DC motors. *IEEE Transaction on Circuits and Systems*, 1994, 41(2): 40~45
- Pecora L M, Canoll T L. Synchronization in chaotic system. *Physical Review Letters*, 1990, 64(8): 821~824
- Ricalde L J, Sanchez E N. Inverse optimal neural control of a class of nonlinear systems with constrained input for trajectory tracking. *Optimal Control Applications and Methods*, 2012, 33(2): 176~198
- Lin D, Wang X Y, Yao Y. Fuzzy neural adaptive tracking control of unknown chaotic systems with input saturation. *Nonlinear Dynamics*, 2012, 67(4): 2889~2897
- 王兴元. 复杂非线性系统中的混沌. 北京: 电子工业出版社, 2003 (Wang X Y. Chaos in the complex nonlinear system. Beijing: Electronics Industry Press, 2003 (in Chinese))
- Liu Y J, Zhang Y Q. Adaptive robust fuzzy control for a class of uncertain chaotic systems. *Nonlinear Dynamics*, 2009, 57(3): 431~439
- Liu Y J, Wen G X, Tong S C. Adaptive neural output feedback tracking control for a class of uncertain discrete-time nonlinear systems. *IEEE Transaction on Neural Networks*, 2011, 7(22): 1162~1167
- Wei Q, Wang X Y, Hu X P. Inverse optimal control for permanent magnet synchronous motor. *Journal of Vibration and Control*, 2015, 21(4): 801~807
- Zribi M, Oteafy A, Smaoui N. Controlling chaos in the permanent magnet synchronous motor. *Chaos, Solitons & Fractals*, 2009, 41(3): 1266~1276
- Liu B C, Lue Y F. Dither signal effects on quenching chaos of permanent magnet synchronous motor in electric vehicles. *Journal of Vibration and Control*, 2011, 17(12): 1912~1918
- Wei W, Zou M, Jiang T Q, et al. Control chaos in permanent magnet synchronous motors by cascade adaptive approach. *Applied Mechanics and Materials*, 2011, 96(10): 128~129
- 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的鲁棒控制. 物理学报, 2015, 64(9): 090503 (Wu Z Q, Wu C H, Zhao L R, et al. Robust control for permanent magnet synchronous motors based on Hamiltonian Function. *Acta Physica Sinica*, 2015, 64(9): 090503 (in Chinese))
- Liu L, Liang D L, Liu C X, et al. Nonlinear state observer design for projective synchronization of fractional-order permanent magnet synchronous motor. *International Journal of Modern Physics B*, 2012, 26(30): 1250166-1~1250166-16
- Yu J P, Chen B, Yu H S, et al. Adaptive fuzzy tracking control for the chaotic permanent magnet synchronous motor drive system via backstepping. *Nonlinear Analysis: Real World Application*, 2010, 1(12): 671~681
- Niu Y J, Wang X Y. A novel adaptive fuzzy sliding-mode controller for uncertain chaotic systems. *Nonlinear Dynamics*, 2013, 73(3): 1201~1209
- Lin D, Wang X Y. Self-organizing adaptive fuzzy neural control for the synchronization of uncertain chaotic systems with random varying parameters. *Neurocomputing*, 2011, 74(12-13): 2241~2249
- Lin D, Wang X Y, Nian F H, et al. Dynamic fuzzy neural networks modeling and adaptive backstepping tracking control of uncertain chaotic systems. *Neurocomputing*, 2010, 73(16-18): 2873~2881
- Kim J H, Park C W, Kim E, et al. Adaptive synchronization of T-S fuzzy chaotic systems with unknown parameters. *Chaos, Solitons & Fractals*, 2005, 24: 1353~1361
- 陈菊芳, 张入元, 彭建华. 脉冲驱动离散混沌系统同步的实验与理论研究. 物理学报, 2003, 52(7): 1589~1594 (Chen J F, Zhang R Y, Peng J H. Experimental study for impulsive synchronization of a discrete chaotic system. *Acta Physica Sinica*, 2003, 52(7): 1589~1594 (in Chinese))
- 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. 控制理论与应用, 2009, 26(6): 661~664 (Zhang X H, Ding S G. Adaptive chaotic synchronization of permanent magnet synchronous motors with non-smooth air-gap. *Control Theory & Applications*, 2009, 26(6): 661~664 (in Chinese))
- Tanaka K, Ikeda T, Wang H O. A unified approach to chaos via an LMI-based fuzzy control system design. *IEEE Transactions on Circuits and System1: Fundamental Theory and Applications*, 1999, 45(10): 1021~1040
- 张兴华, 王德明. 永磁同步电机与异结构系统的混沌同步控制. 系统仿真学报, 2009, 21(14): 4467~4474 (Zhang X H, Wang D M. Chaos synchronization control

between permanent magnet synchronous motors and different systems. *Journal of System Simulation*, 2009, 21(14):4467~4474 (in Chinese))

23 董俊,张广军,姚宏等. 分数阶异结构超混沌系统完全同步与反相同步控制. *动力学与控制学报*, 2014, 12

(2):119~126 (Dong J, Zhang G J, Yao H, et al. The control of complete synchronization and anti-phase synchronization for fractional-order hyper-chaotic systems of different structures. *Journal of Dynamics and Control*, 2014, 12(2):119~126 (in Chinese))

FUZZY ADAPTIVE SYNCHRONIZATION OF PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR CHAOTIC SYSTEM WITH UNKNOWN PARAMETERS *

Xie Chengrong¹ Zhang Renyu¹ Wang Renming^{2†} Wang Lingyun²

(1. Shengzhou Electric Power Company, State Grid Corporation, Shengzhou 312400, China)

(2. College of Electrical Engineering and New Energy, Three Gorges University, Yichang 443002, China)

Abstract A fuzzy adaptive synchronization control method of Permanent Magnet Synchronous Motor chaotic system with unknown parameters is proposed. Firstly, the model of PMSM in the rotor-field oriented frame is transformed into the dimensionless form via the affine transformation and time scale transformation. The chaotic dynamical behaviors of PMSM are illustrated by analyzing its phase portrait and Lyapunov exponents in details. T-S fuzzy model is then employed to represent the chaotic drive and response systems, where the parameters of the drive system are assumed unknown, and the response system is designed by adaptive strategy to estimate the unknown parameters, and its stability is guaranteed by Lyapunov stability theory. In addition, the fuzzy controller in response system is designed to realize the synchronization between the PMSM chaotic system and the response system. The synchronous error system is proved to be asymptotically stable. Finally, numerical results illustrate the validity of the proposed adaptive synchronization approach.

Key words permanent magnet synchronous motor, T-S fuzzy model, adaptive synchronization