

# 基于扩张状态观测器的永磁同步电机混沌系统自适应滑模控制\*

陈强<sup>†</sup> 南余荣 邢科新

(浙江工业大学信息工程学院, 杭州 310023)

(2014年3月17日收到; 2014年6月29日收到修改稿)

针对部分状态不可测的永磁同步电机混沌系统, 结合自适应滑模控制和扩张状态观测器理论, 提出一种基于扩张状态观测器的永磁同步电机自适应混沌控制方法, 取消了系统所有状态完全可测的限制. 通过坐标变换, 将永磁同步电机混沌模型变为更适宜控制器设计的Brunovsky标准形式. 在系统部分状态和非线性不确定项上界均未知的情况下, 基于扩张状态观测器估计系统未知状态及不确定项, 并设计自适应滑模控制器, 保证系统状态快速稳定收敛至零点. 仿真结果表明, 该控制器能够改善滑模控制的抖振问题以及提高系统鲁棒性.

**关键词:** 永磁同步电机, 混沌控制, 扩张状态观测器, 自适应滑模

**PACS:** 05.45.Gg

**DOI:** 10.7498/aps.63.220506

## 1 引言

永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)是一种典型的多变量、强耦合非线性系统, 在诸如机器人、航空飞行器以及伺服转台控制等高性能系统中得到了广泛的应用<sup>[1-3]</sup>. 然而, 近年来的研究表明, 永磁同步电机在一定条件下会呈现出混沌特性, 混沌行为的存在将会产生不规则的电流噪声, 严重影响了系统的稳定运行, 对PMSM的应用造成不便. 因此, 如何有效控制 and 消除永磁同步电机系统中的混沌行为已成为当前研究的一个热点问题<sup>[4-7]</sup>.

针对永磁同步电机混沌系统的控制问题, 国内外学者进行了广泛研究. 任海鹏等<sup>[8]</sup>提出了一种延迟反馈的永磁同步电机混沌控制方法. 但该方法中延迟时间与目标轨道之间的内在联系难以准确获得. 韦笃取等<sup>[9]</sup>应用微分几何方法实现永磁同步电动机的混沌控制, 但是控制器形式较为复杂, 不易于物理实现. Harb<sup>[10]</sup>将backstepping方法用

于永磁同步电机的混沌控制中, 取得了不错的效果, 但是该方法设计过程中由于对虚拟控制器的微分从而导致“微分膨胀”的问题. 在文献<sup>[11]</sup>中, 自适应动态面控制方法被用于永磁同步电机混沌系统控制器设计中, 通过引入一阶滤波, 改善了“微分膨胀”问题, 但滤波器系数的选择可能会导致高增益控制问题. 以上控制方法均要求被控系统的数学模型已知, 但实际中系统的数学模型往往难以精确获得. 因此, 当系统中存在参数扰动或非线性不确定性时, 系统的鲁棒性往往会降低, 其动态性能也将难以得到保证.

为了增强系统的鲁棒性, 近几年一些鲁棒性较强的混沌控制方法被提出, 包括: 线性反馈控制<sup>[12]</sup>、LaSalle不变集控制<sup>[13]</sup>、Laypunov指数控制<sup>[14]</sup>、自适应模糊控制<sup>[15]</sup>、支持向量机控制<sup>[16]</sup>、有限时间控制<sup>[17,18]</sup>、滑模控制<sup>[19]</sup>等. 其中, 滑模变结构控制(sliding mode control, SMC)由于对系统数学模型要求不高, 且对系统参数摄动、外部扰动具有较强的鲁棒性, 被广泛应用于混沌控制研究

\* 国家自然科学基金(批准号: 61403343, 61202203)、浙江省自然科学基金(批准号: LZ12E07003, LY12F01023)和浙江省教育厅自然科学基金(批准号: Y201329260)资助的课题.

<sup>†</sup> 通讯作者. E-mail: [sdnjchq@zjut.edu.cn](mailto:sdnjchq@zjut.edu.cn)

中. 但传统的滑模控制方法中, 由于控制增益的过高以及符号函数的存在, 导致其存在一定的抖振问题, 影响了实际应用<sup>[20]</sup>. 为降低滑模控制中的抖振现象, 很多改进的滑模控制方法被提出, 例如: 高阶滑模<sup>[21]</sup>、终端滑模<sup>[22]</sup>、自适应滑模<sup>[23]</sup>、模糊滑模<sup>[24]</sup>、神经网络滑模<sup>[25]</sup>等. 以上控制方法虽然能够在不同程度上降低抖振, 提高被控制系统的鲁棒性, 但均要求系统的所有状态是完全可测的. 因此, 当系统部分状态无法被精确测量时, 上述控制方法将会失效. 韩京清<sup>[26]</sup>提出自抗扰控制技术, 通过设计扩张状态观测器 (extended state observer, ESO) 观测系统的未知状态和不确定项, 将系统近似为一个线性系统来处理. 该方法对系统模型敏感度较低, 且对非线性扰动具有较强的鲁棒性, 因此在很多领域得到了广泛应用<sup>[27-30]</sup>.

本文针对部分状态不可测的永磁同步电机混沌系统, 结合自适应滑模控制与扩张观测器的优势, 提出一种基于扩张观测器的永磁同步电机自适应混沌控制方法, 取消了系统所有状态完全可测的限制. 基于扩张状态观测器估计系统未知状态及不确定项, 同时设计自适应滑模控制器 (adaptive sliding mode control, ASMC), 降低控制增益, 改善滑模控制中的抖振问题, 并保证系统状态快速稳定收敛至零点.

## 2 PMSM 混沌系统描述

本文研究的永磁同步电机混沌系统<sup>[5]</sup>如下所示:

$$\begin{cases} \frac{d\tilde{i}_d}{dt} = -\tilde{i}_d + \tilde{\omega}\tilde{i}_q + \tilde{u}_d \\ \frac{d\tilde{i}_q}{dt} = -\tilde{i}_q - \tilde{\omega}\tilde{i}_d + \gamma\tilde{\omega} + \tilde{u}_q \\ \frac{d\tilde{\omega}}{dt} = \sigma(\tilde{i}_q - \tilde{\omega}) - \tilde{T}_L \end{cases}, \quad (1)$$

其中,  $\tilde{i}_d$ ,  $\tilde{i}_q$  和  $\tilde{\omega}$  为状态变量, 分别表示直轴和交轴定子电流以及转子角频率;  $\tilde{u}_d$  和  $\tilde{u}_q$  表示直轴和交轴的定子电压;  $\tilde{T}_L$  为外部扭矩;  $\sigma$  和  $\gamma$  为常值参数. 如图 1 所示, 系统 (1) 的初始状态和初始参数选为

$$\begin{aligned} (\tilde{i}_d(0), \tilde{i}_q(0), \tilde{\omega}(0)) &= (20, 0.01, -5), \\ \tilde{u}_d(0) &= 0, \quad \tilde{u}_q(0) = 0, \\ \tilde{T}_L(0) &= 0, \quad \sigma = 5.46 \end{aligned}$$

以及  $\gamma = 20$  时, 系统 (1) 有一个混沌吸引子.

由于混沌系统具有强非线性、初值敏感性等特点, 其系统状态  $\tilde{i}_d$ ,  $\tilde{i}_q$ ,  $\tilde{\omega}$  以及数学模型 (1) 难以准

确获得. 本文的目的在于针对状态不可测的永磁同步电机混沌系统 (1), 设计非线性扩张观测和自适应滑模控制器, 实现永磁同步电机混沌系统的快速稳定控制, 即:  $(\tilde{i}_d, \tilde{i}_q, \tilde{\omega}) = (0, 0, 0)$ . 具体实现过程为: 通过简单的坐标变换, 将永磁同步电机系统转化为更适宜控制器设计的 Brunovsky 标准形式; 应用非线性扩张观测器, 估计和补偿系统未知状态变量和不确定项; 同时, 设计自适应滑模控制器, 降低控制器的增益, 减小滑模控制的抖振问题, 提高系统的鲁棒性.

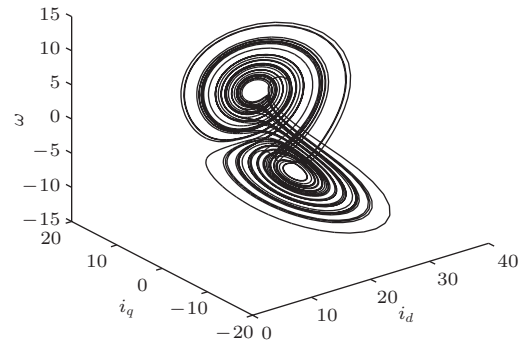


图 1 系统 (1) 的混沌吸引子

## 3 PMSM 自适应混沌控制器设计

### 3.1 PMSM 混沌模型坐标变换

令  $x_1 = \tilde{\omega}$ ,  $x_2 = \tilde{i}_q$ ,  $x_3 = \tilde{i}_d$ , 则 PMSM 系统 (1) 可以等效为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \sigma(x_2 - x_1) \\ \dot{x}_2 = -x_2 - x_1x_3 + \gamma x_1 + u \\ \dot{x}_3 = -x_3 + x_1x_2 \end{cases}, \quad (2)$$

其中,  $x_1, x_2, x_3$  为系统状态且  $x_2, x_3$  不可测,  $\sigma$  和  $\gamma$  为未知参数,  $u$  为控制信号,  $\tilde{u}_d = \tilde{u}_q = T_L = 0$ .

为便于控制器设计, 将系统 (1) 分解为如下两个子系统:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \sigma(x_2 - x_1) \\ \dot{x}_2 = -x_2 - x_1x_3 + \gamma x_1 + u \end{cases} \quad (3)$$

和

$$\dot{x}_3 = -x_3 + x_1x_2, \quad (4)$$

其中, 子系统 (4) 可以认为是系统 (2) 的内动态方程, 即: 当  $x_1, x_2$  收敛至零点时, 有  $\dot{x}_3 = -x_3$  成立, 从而  $x_3$  也可以渐近收敛至零点. 因此, 本文的控制目的为: 设计控制器  $u$ , 使得子系统 (3) 中的两个状态  $x_1$  和  $x_2$  收敛至零点.

设

$$\begin{cases} y_1 = x_1 \\ y_2 = \sigma(x_2 - x_1) \end{cases}, \quad (5)$$

则系统(3)可转变为如下所示的Brunovsky标准形式:

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = y_2 \\ \dot{y}_2 = a(x) + bu \end{cases}, \quad (6)$$

其中,  $a(x) = \sigma[-x_2 - x_1x_3 + \gamma x_1 - \sigma(x_2 - x_1)]$ ,  $b = \sigma$ .

系统不确定项  $a(x)$  以及未知参数  $b$  的存在, 使得系统(6)无法直接设计控制器  $u$ . 因此, 需要设计观测器估计未知状态及不确定项. 令  $a_0 = a(x) + \Delta bu$ ,  $\Delta b = b - b_0$ , 其中  $b_0$  为  $b$  的估计值, 可根据经验给定. 基于扩张状态观测器的设计思想, 通过定义扩展状态  $y_3 = a_0$ , 则系统(6)可以改写为以下等效形式:

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = y_2 \\ \dot{y}_2 = y_3 + b_0u \\ \dot{y}_3 = h \end{cases}, \quad (7)$$

其中,  $h = \dot{a}_0$ .

### 3.2 非线性扩张状态观测器设计

令  $z_i, i = 1, 2, 3$ , 分别为系统(7)中状态变量  $y_i$  的观测值, 定义观测误差为  $e_{oi} = z_i - y_i$ , 则本文中设计的非线性扩张状态观测器表达式为

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 - \beta_1 e_{o1} \\ \dot{z}_2 = z_3 - \beta_2 \text{fal}(e_{o1}, \alpha_1, \delta) + b_0u \\ \dot{z}_3 = -\beta_3 \text{fal}(e_{o1}, \alpha_2, \delta) \end{cases}, \quad (8)$$

其中,  $\beta_1, \beta_2, \beta_3 > 0$  为观测器增益;  $\text{fal}(\cdot)$  为原点附近具有线性段的连续幂次函数, 表达式为

$$\text{fal}(e_{oi}, \alpha_i, \delta) = \begin{cases} \frac{e_{oi}}{\delta^{1-\alpha_i}} & |e_{oi}| \leq \delta \\ |e_{oi}|^{\alpha_i} \text{sign}(e_{oi}) & |e_{oi}| > \delta \end{cases} \quad i = 1, 2, 3, \quad (9)$$

其中,  $\delta > 0$  表示线性段的区间长度,  $0 < \alpha_i < 1$ .

由(9)式可以看出, 当系统观测误差  $e_{o1}$  较小时, 非线性函数  $\text{fal}(\cdot)$  将产生一个较高的增益; 反之, 当观测误差  $e_{o1}$  较大时, 非线性函数  $\text{fal}(\cdot)$  将产生一个相对较低的增益. 文献[25]中指出, 通过选择合适的参数  $\beta_i$ ,  $\text{fal}(\cdot)$  函数可以保证观测器状

态  $z_i \rightarrow y_i, i = 1, 2, 3$ . 即: 观测误差可以收敛到  $|y_i - z_i| \leq d_i$ , 其中  $d_i > 0$  为很小的正数.

### 3.3 自适应滑模控制器设计

为将系统状态  $x_1$  和  $x_2$  稳定到原点, 本文基于滑模变结构方法设计自适应控制器  $u$ . 其中滑模面设计如下所示:

$$s = y_2 + \lambda_1 y_1. \quad (10)$$

$s$  的一阶导数为

$$\begin{aligned} \dot{s} &= \dot{y}_2 + \lambda_1 \dot{y}_1 \\ &= y_3 + b_0u + \lambda_1 y_2, \end{aligned} \quad (11)$$

其中,  $\lambda_1 > 0$  为控制参数.

由(11)式, 基于扩张状态观测器(8)的普通滑模控制器(SMC+ESO)可设计为

$$u^* = \frac{1}{b_0}(-z_3 - \lambda_1 z_2 - k^* \text{sign}(s)), \quad (12)$$

其中,  $k^* > 0$  满足  $k^* \geq d_3 + \lambda_1 d_2$ .

由于估计误差上界  $d_2$  和  $d_3$  难以准确获得, 因此,  $k^*$  往往无法精确得到. 为解决这个问题, 本文结合文献[22]中提出的参数自适应律, 设计自适应滑模控制器(ASMC+ESO), 表达式为

$$u = \frac{1}{b_0}(-z_3 - \lambda_1 z_2 - k \text{sign}(s)), \quad (13)$$

其中,  $k = k(t)$  为控制器参数, 其自适应律如下所示:

$$\dot{k} = \begin{cases} k_m |s| \text{sign}(|s| - \epsilon) & k > \mu \\ \mu & k \leq \mu \end{cases}, \quad (14)$$

其中,  $k_m > 0, \mu > 0$  为很小的正常数, 用于保证  $k > 0$ .

### 3.4 稳定性证明

以下引理和定理给出了系统(6)的稳定性证明.

**引理1**[23] 给定带有滑模动态(10)的非线性不确定系统(6), 参数  $k(t)$  有一个上界, 即存在一个理想值  $k^* > 0$ , 使得  $k(t) \leq k^*, \forall t > 0$ .

**引理2**[25] 假设存在一个连续、正定的函数  $V(t)$ , 满足以下微分方程:

$$\dot{V}(t) \leq -\alpha V^\eta(t), \quad \forall t > 0, \quad V(t_0) > 0, \quad (15)$$

其中,  $\alpha > 0$  和  $0 < \eta < 1$  是常数. 则对于任意给定的  $t_0$ , 存在一个有限时间  $t_1$ , 使得以下不等式和等式成立:

$$V^{1-\eta}(t) \leq V^{1-\eta}(t_0) - \alpha(1-\eta)(t-t_0)$$

$$t_0 \leq t \leq t_1 \tag{16}$$

和

$$V(t) \equiv 0, \forall t \geq t_1, \tag{17}$$

其中,  $t_1 = t_0 + \frac{V^{1-\eta}(t_0)}{\alpha(1-\eta)}$ .

**定理 1** 给定不确定永磁同步电机混沌子系统(6)和滑模面(10), 选择控制器(13)和参数自适应律(14), 则滑模  $s$  将在有限时间内收敛至零点.

**证明** 针对系统(6), 构建 Lyapunov 函数:

$$V = \frac{1}{2}s^2 + \frac{1}{2\beta}\tilde{k}^2, \tag{18}$$

其中,  $\tilde{k} = k - k^*$ .

对  $V$  求导, 由(11)式可得

$$\begin{aligned} \dot{V} &= s\dot{s} + \frac{1}{\beta}\tilde{k}\dot{\tilde{k}} \\ &= s(y_3 + b_0u + \lambda_1y_2) + \frac{1}{\beta}(k - k^*)\dot{k}. \end{aligned} \tag{19}$$

将(13)式代入(19)式可以得到

$$\begin{aligned} \dot{V} &= s[(y_3 - z_3) + \lambda_1(y_2 - z_2) \\ &\quad - k\text{sign}(s)] + \frac{1}{\beta}(k - k^*)\dot{k} \\ &\leq |s|(|y_3 - z_3| + \lambda_1|y_2 - z_2|) - k|s| \\ &\quad + k^*|s| - k^*|s| + \frac{1}{\beta}(k - k^*)\dot{k} \\ &\leq -[k^* - (d_3 + \lambda_1d_2)]|s| \\ &\quad - (k - k^*)|s| + \frac{1}{\beta}(k - k^*)\dot{k} \\ &= -[k^* - (d_3 + \lambda_1d_2)]|s| \\ &\quad + (k - k^*)\left(\frac{1}{\beta}\dot{k} - |s|\right). \end{aligned} \tag{20}$$

引入一个新的参数  $\alpha_k > 0$ , 使得

$$\begin{aligned} \dot{V} &\leq -[k^* - (d_3 + \lambda_1d_2)]|s| - (k - k^*)\left(|s| - \frac{1}{\beta}\dot{k}\right) \\ &\quad + \alpha_k|k - k^*| - \alpha_k|k - k^*|. \end{aligned} \tag{21}$$

根据引理1, 存在一个正常数  $k^* > 0$ , 使得  $k(t) \leq k^*, \forall t > 0$ . 因此, 由(21)式可得

$$\dot{V} \leq -\alpha_d|s| - \xi - \alpha_k|k - k^*|, \tag{22}$$

其中,  $\alpha_d = k^* - (d_3 + \lambda_1d_2) > 0, \xi = \left(\frac{1}{\beta}\dot{k} - |s| - \alpha_k\right)|k - k^*|$ .

最终, 对  $V$  求导可得:

$$\dot{V} \leq -\alpha_d|s| - \xi - \alpha_k|k - k^*|$$

$$\begin{aligned} &= -\sqrt{2}\alpha_d\frac{|s|}{\sqrt{2}} - \sqrt{2\beta}\alpha_k\frac{|k - k^*|}{\sqrt{2\beta}} - \xi \\ &\leq -\alpha_mV^{\frac{1}{2}} - \xi, \end{aligned} \tag{23}$$

其中,  $\alpha_m = \min\{\sqrt{2}\alpha_d, \sqrt{2\beta}\alpha_k\}$ .

由于  $\mu$  和  $\epsilon$  均为很小的正常数, 为不失一般性, 我们仅针对  $k > \mu$  的情况对  $\xi$  进行讨论.

当  $k > \mu$  时, 根据  $|s|$  和  $\epsilon$  的关系, 可以分为以下两种情况讨论.

a) 当  $|s| > \epsilon$  时, 由(14)式可得

$$\dot{k} = k_m|s|, \quad \xi = \left(\frac{1}{\beta}k_m|s| - |s| - \alpha_k\right)|k - k^*|.$$

因此, 选择参数  $\beta$  满足  $\beta < \frac{k_m\epsilon}{\alpha_k + \epsilon}$  时, 有  $\xi > 0$  成立.

b) 当  $|s| \leq \epsilon$  时, 可得  $\dot{k} = -k_m|s|$ , 此时有  $\xi < 0, \dot{k} < 0$ , 参数  $k$  减小. 由(11)式可知, 当  $k$  减小至  $0 \leq k \leq d_3 + \lambda_1d_2$  时, 有  $\dot{s} > 0$ . 因此, 滑模  $s$  将增大, 最终到达  $|s| > \epsilon$  范围内.

同理, 在  $k > \mu$  的情况下, 通过合理的选择参数  $\beta$ , 能够保证  $\xi > 0$  成立.

因此, 由(23)式可得  $\dot{V} \leq -\alpha_mV^{\frac{1}{2}}$  成立, 根据引理2, 存在一个有限时间  $t_1$  满足当  $t \geq t_1$  时,  $V(t) \equiv 0$ , 从而保证滑模  $s$  在有限时间内收敛至零点.

证毕.

**定理 2** 在系统(6)的状态变量  $y_1, y_2$  到达滑模面  $s = 0$  以后, 不确定永磁同步电机混沌系统(1)的状态变量  $x_1, x_2, x_3$  将渐近稳定至零点.

**证明** 当系统(6)的状态变量  $y_1, y_2$  到达滑模面  $s = 0$  以后, 系统将具有不变特性. 由(7)和(10)式可知, 在滑模面  $s = 0$  上, 有  $\dot{y}_1 + \lambda_1y_1 = 0$  恒成立. 求解此一阶微分方程可得  $y_1 = e^{-\lambda_1t}$ , 故状态变量  $y_1 \rightarrow 0, t \rightarrow +\infty$ , 由(10)式可得,  $y_2 \rightarrow 0, t \rightarrow +\infty$ . 再根据(4)和(5)式可以得到,  $x_1 \rightarrow 0, x_2 \rightarrow 0, \dot{x}_3 = -x_3$ . 由此可见, 状态变量  $x_1, x_2, x_3$  将最终渐近稳定至零点.

证毕.

## 4 仿真研究

为验证所提方法的有效性和优越性, 本文分别对由(13)式表示的基于扩张观测器的ASM-C+ESO以及由(12)式表示的基于扩张观测器的SMC+ESO的控制效果进行仿真对比. 为便于比较, 仿真中的初始条件与部分参数设置保持一致, 即采样时间  $T_s = 0.01$  s, 初始条件为

$(x_1(0), x_2(0), x_3(0)) = (-5, 0.01, 20)$ ; 滑模与扩张观测器的参数设置为  $\lambda_1 = 10, b_0 = 5, \beta_1 = 100, \beta_2 = 150, \beta_3 = 0.1, \alpha_1 = 0.5, \alpha_2 = 0.25, \alpha_3 = 0.125, \delta = 0.01$ . 此外, SMC+ESO方法中的控制参数  $k^* = 10$ , 而 ASMC+ESO方法中的控制参数  $k_m = 0.15, \epsilon = 0.01, \mu = 0.001$ .

两种方法的控制效果如图2—图4所示, 其中图2和图3分别给出了系统响应曲线和扩张观测器的观测误差, 控制信号由图4给出. 由图2和图3可

以看出, 两种基于扩张观测器的滑模控制方法均能够有效控制混沌, 而且控制效果基本一致. 然而, 通过对比图4中的控制信号不难发现, ASMC+ESO方法中的控制器信号幅值要小一些, 由此产生的抖振也较小. 图5给出了参数  $k(t)$  的自适应曲线, 可以看出, ASMC+ESO方法中参数  $k(t)$  将最终收敛至7左右, 小于 SMC+ESO方法中直接给定的控制增益  $k^* = 10$ .

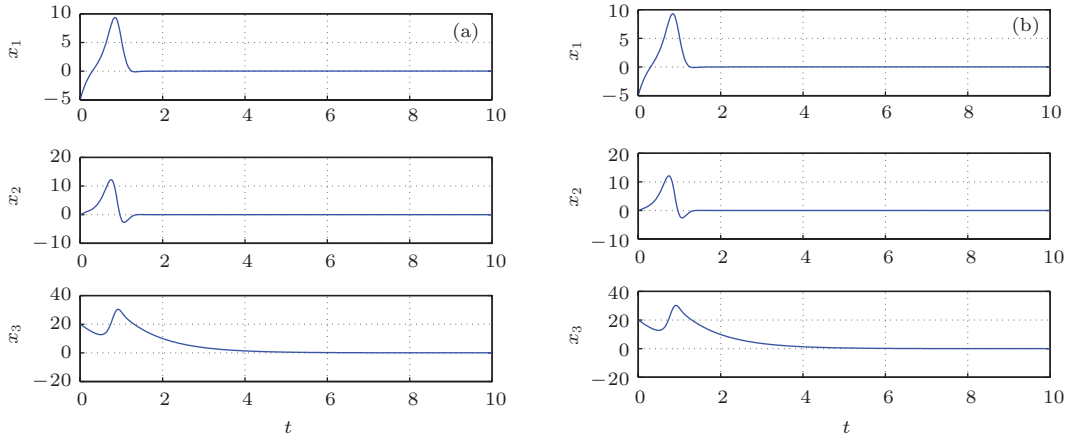


图2 系统状态响应曲线 (a) 基于扩张观测器的 SMC+ESO; (b) 基于扩张观测器的 ASMC+ESO

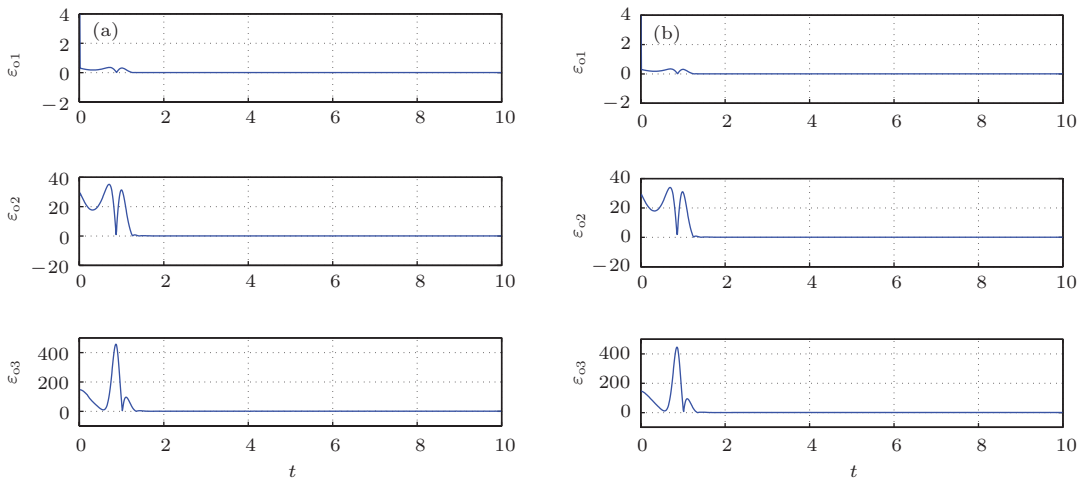


图3 扩张状态观测器观测误差 (a) 基于扩张观测器的 SMC+ESO; (b) 基于扩张观测器的 ASMC+ESO

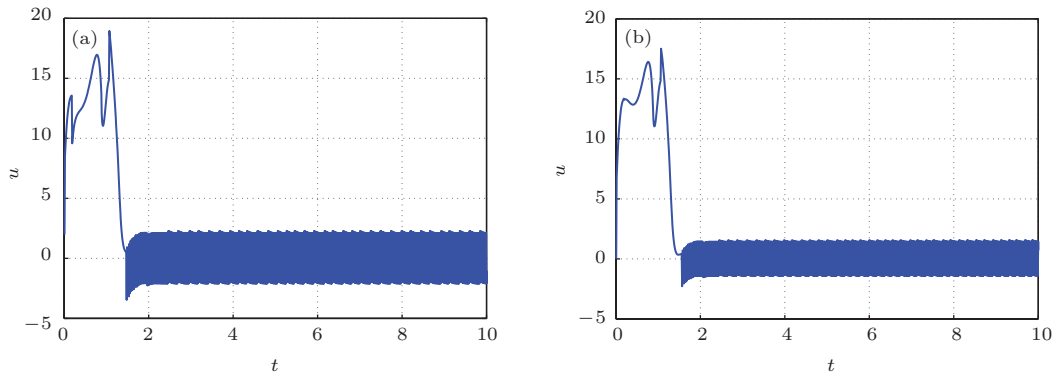


图4 控制器信号 (a) 基于扩张观测器的 SMC+ESO; (b) 基于扩张观测器的 ASMC+ESO



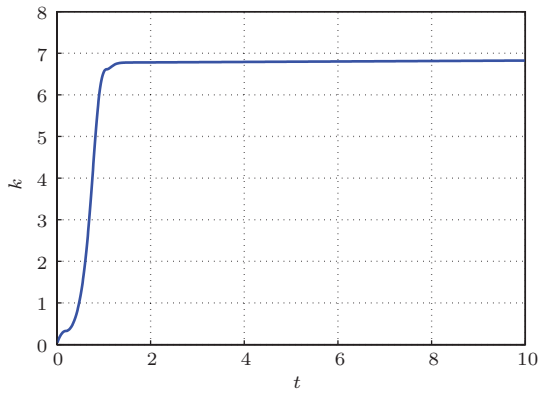


图5 参数自适应曲线

为了更好地体现自适应控制方法的优越性,在图6和图7中,控制器信号被设定在延迟3 s以后输入,即当 $t = 3\text{ s}$ 时,控制器开始起作用.显然,通

过对比不难发现,此时SMC+ESO方法已经不能够很好地进行混沌控制,而ASMC+ESO方法在系统状态振荡几秒以后仍然能够起到稳定控制混沌状态的效果.这主要是由于在SMC+ESO方法中,控制参数 $k^*$ 是固定值,一旦扩张观测器估计误差 $d_3 + \lambda_1 d_2 \geq k^*$ 时,控制器便无法达到满意的效果;而在ASMC+ESO方法中,由于控制参数 $k(t)$ 是自适应进行调节的,因此,控制器经过一段时间的调整后仍然能够有效控制混沌.图8给出了参数 $k(t)$ 的自适应曲线,参数 $k(t)$ 最终收敛至90左右,远大于SMC+ESO方法中直接给定的控制增益 $k^* = 10$ .

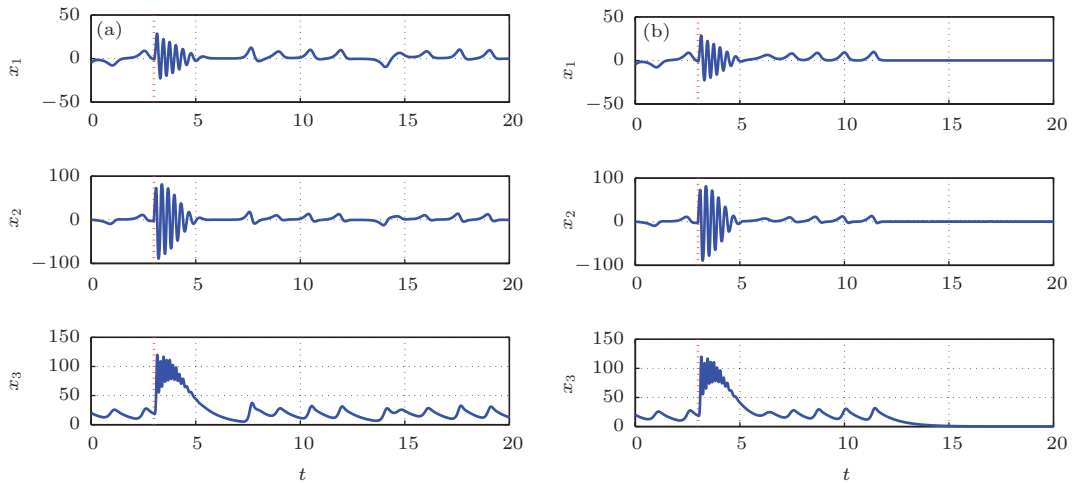


图6 系统状态响应曲线( $t = 3\text{ s}$ 控制器起作用) (a) 基于扩张观测器的SMC+ESO; (b) 基于扩张观测器的ASMC+ESO

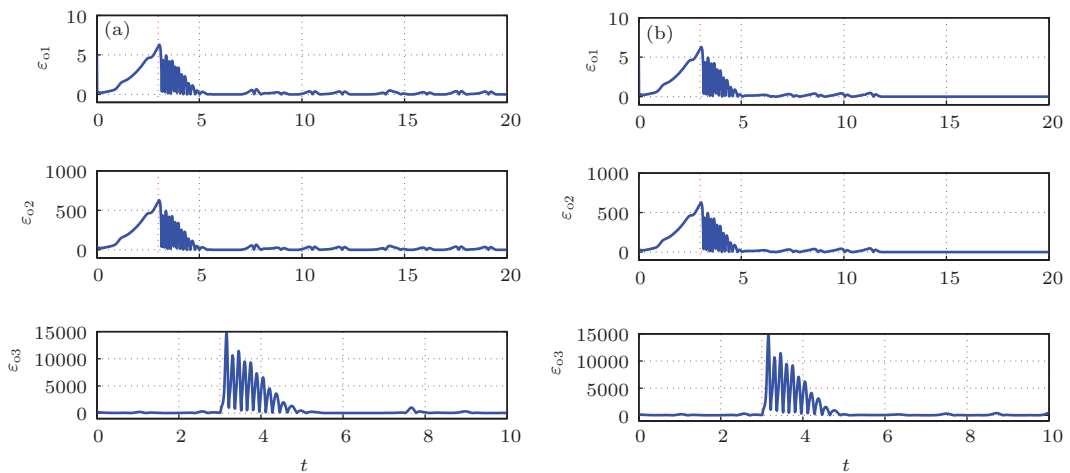
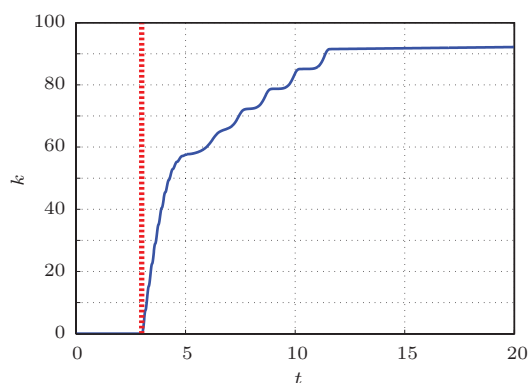


图7 扩张状态观测器观测误差( $t = 3\text{ s}$ 控制器起作用) (a) 基于扩张观测器的SMC+ESO; (b) 基于扩张观测器的ASMC+ESO

图8 参数自适应曲线 ( $t = 3$  s 控制器起作用)

## 5 结 论

本文提出一种基于扩张观测器和参数自适应滑模控制的自适应控制方法,用于解决部分状态不可测的永磁同步电机混沌系统控制问题.通过坐标变换将永磁同步电机混沌模型变为更适宜控制器设计的Brunovsky标准形式.构建非线性扩张状态观测器估计未知状态及不确定项,并设计滑模控制器的参数自适应律,保证系统状态能够快速稳定收敛至零点.仿真结果验证了该自适应控制器的有效性和优越性.

## 参考文献

- [1] Pillay P, Krishnan R 1989 *IEEE Trans. Ind. Appl.* **25** 265
- [2] Ooshima M, Chiba A 2004 *IEEE Trans. Energy Convers.* **19** 569
- [3] Na J, Chen Q, Ren X M, Guo Y 2014 *IEEE Trans. Ind. Electr.* **61** 486
- [4] Jing Z, Yu C, Chen G 2004 *Chaos, Soliton. Fract.* **22** 831
- [5] Zhang B, Li Z, Mao Z Y 2002 *Contr. Theory Appl.* **19** 841 (in Chinese) [张波, 李忠, 毛宗源 2002 控制理论与应用 **19** 841]
- [6] Zhang J M, Wang K J 2007 *Proc. Chin. Soc. Elec. Eng.* **27** 7 (in Chinese) [张建民, 王科俊 2007 中国电机工程学报 **27** 7]
- [7] Chen Q, Ren X M 2010 *Acta Phys. Sin.* **59** 2310 (in Chinese) [陈强, 任雪梅 2010 物理学报 **59** 2310]
- [8] Ren H P, Liu D, Li J 2003 *Proc. Chin. Soc. Electr. Eng.* **23** 175 (in Chinese) [任海鹏, 刘丁, 李洁 2003 中国电机工程学报 **23** 175]
- [9] Wei D Q, Luo X S, Wang B H, Fang J Q 2006 *Acta Phys. Sin.* **55** 54 (in Chinese) [韦笃取, 罗晓曙, 汪秉宏, 方锦清 2006 物理学报 **55** 54]
- [10] Harb A 2004 *Chaos Soliton. Fract.* **19** 1217
- [11] Wei D Q, Luo X S, Wang B H, Fang J Q 2007 *Phys. Lett. A* **363** 71
- [12] Loria A 2009 *IEEE Trans. Circuit. Syst. I* **56** 2109
- [13] Li C L, Yu S M 2011 *Acta Phys. Sin.* **60** 120505 (in Chinese) [李春来, 禹思敏 2011 物理学报 **60** 120505]
- [14] Mohammad A, Arash K, Behzad G 2010 *Phys. Lett. A* **374** 4226
- [15] Li D, Yang D, Zhang X H, Wang S L 2009 *Acta Phys. Sin.* **58** 1432 (in Chinese) [李东, 杨丹, 张小洪, 王时龙 2009 物理学报 **58** 1432]
- [16] Chen Q, Ren X M, Na J 2011 *Chaos Soliton. Fract.* **44** 1080
- [17] Wei D Q, Zhang B 2009 *Chin. Phys. B* **18** 1399
- [18] Tang C S, Dai Y H 2013 *Acta Phys. Sin.* **62** 180504 (in Chinese) [唐传胜, 戴跃洪 2013 物理学报 **62** 180504]
- [19] 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]
- [20] Liu J K, Sun F C 2007 *Control Theory Appl.* **24** 407 (in Chinese) [刘金琨, 孙富春 2007 控制理论与应用 **24** 407]
- [21] Feng Y, Yu X H, Han F L 2013 *IEEE Trans. Ind. Electr.* **60** 4272
- [22] Li S H, Zhou M M, Yu X H 2013 *IEEE Trans. Ind. Inform.* **9** 1879
- [23] Frank P, Yuri S, Vincent B, Alexander P 2013 *Contr. Eng. Pract.* **21** 679
- [24] Hou L M, Zhang H G, Liu X C, Chu E H, Wang Q 2010 *Control and Decision* **25** 686 (in Chinese) [侯利民, 张化光, 刘秀翀, 褚恩辉, 王强 2010 控制与决策 **25** 686]
- [25] Chen Q, Yu L, Nan Y R 2013 *J. Syst. Sci. Complex.* **26** 940
- [26] Han J Q 2008 *Active Disturbance Rejection Control Technique—the Technique for Estimating and Compensating the Uncertainties* (Beijing: National Defense Industry Press) (in Chinese) [韩京清 2008 自抗扰控制技术——估计补偿不确定因素的控制技术 (北京: 国防工业出版社)]
- [27] Li S H, Kai Z, Liu H X 2011 *Trans. Institute of Measurement and Control* **33** 522
- [28] Li S H, Yang J, Chen W H, Chen X S 2012 *IEEE Trans. Ind. Electr.* **59** 4792
- [29] Zhao J L, Wang J, Wei W 2011 *Acta Phys. Sin.* **60** 100203 (in Chinese) [赵建利, 王京, 魏伟 2011 物理学报 **60** 100203]
- [30] Xia Y Q, Fu M Y, Deng Z H, Ren X M 2013 *Control Theory and Applications* **30** 137 [夏元清, 付梦印, 邓志红, 任雪梅 2013 控制理论与应用 **30** 137]

# Adaptive sliding-mode control of chaotic permanent magnet synchronous motor system based on extended state observer\*

Chen Qiang<sup>†</sup> Nan Yu-Rong Xing Ke-Xin

(College of Information Engineering, Zhejiang University of Technology, Hangzhou 310023, China)

( Received 17 March 2014; revised manuscript received 29 June 2014 )

## Abstract

An adaptive sliding-mode control scheme based on extended state observer (ESO) is proposed for permanent magnet synchronous motor (PMSM) chaotic system with some immeasurable states. The adaptive sliding-mode control and extended state observer theory are combined in the developed controller, and thus the restriction that all the states in the PMSM should be completely measured is canceled. Through a simple coordinate transformation, the PMSM chaotic model is transformed into a Brunovsky canonical form, which is more suitable for the sliding-mode controller design. In the presence of unknown states and upper bound of nonlinear uncertainty, the ESO is employed to estimate the unknown states and the nonlinear uncertainty. Then, the adaptive sliding-mode controller is designed to ensure that the system states can converge to zero rapidly and stably. Simulation results show that the proposed controller can improve the chattering problem of the sliding-mode control and enhance the robustness of the system.

**Keywords:** permanent magnet synchronous motor, chaos control, extended state observer, adaptive sliding mode

**PACS:** 05.45.Gg

**DOI:** [10.7498/aps.63.220506](https://doi.org/10.7498/aps.63.220506)

---

\* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant Nos. 61403343, 61202203), the Natural Science Foundation of Zhejiang Province, China (Grant Nos. LZ12E07003, LY12F01023), and the Scientific Research Foundation of the Education Department of Zhejiang Province, China (Grant No. Y201329260).

<sup>†</sup> Corresponding author. E-mail: [sdnjchq@zjut.edu.cn](mailto:sdnjchq@zjut.edu.cn)