

# 基于 LS-SVM 和滑模变结构的无刷直流电动机混合控制

王鲜芳<sup>1</sup>, 杜志勇<sup>2</sup>, 王向东<sup>3</sup>

(1. 河南师范大学计算机与信息技术学院, 河南 新乡 453007;

2. 河南机电高等专科学校计算机系, 河南 新乡 453002; 3. 河南省电力公司济源供电公司, 河南 济源 454600)

**摘要:** 针对一类不确定离散时间系统, 通过分析趋近律中参数对系统到达稳定状态的影响, 结合 LS-SVM 的建模优势, 提出了一种基于 LS-SVM 趋近律的全局滑模变结构控制方法。分别用两个 LS-SVM 模型自适应调整趋近律中的参数  $\delta$  和  $\varepsilon$ , 克服了常规变结构控制方法中需要预先设定趋近律中参数的限制。通过在无刷直流电机 (BLDC) 位置伺服系统变结构控制中的应用, 结果表明该方案使系统一开始就处于滑平面上, 消除了系统抖振, 而且具有良好的跟踪能力和较强的鲁棒性。

**关键词:** 滑模变结构控制; 趋近律; 最小二乘支持向量机; 无刷直流电机

## Hybrid control of brushless DC motor based on LS-SVM and sliding mode variable structure

WANG Xian-fang<sup>1</sup>, DU Zhi-yong<sup>2</sup>, WANG Xiang-dong<sup>3</sup>

(1. School of Computer & Information Technology, Henan Normal University, Xinxiang 453007, China;

2. Department of Computer Science, Henan Mechanical and Electrical Engineering College, Xinxiang 453002, China;

3. Jiyuan Power Supply Company, Electric Power of Henan, Jiyuan 454600, China)

**Abstract:** A global sliding mode variable structure control method based on LS-SVM reaching law for a class of uncertain discrete-time systems is proposed by analyzing the effect of the reaching law parameter on the system stability and using the advantage of LS-SVM modeling. Parameters  $\delta$  and  $\varepsilon$ , which should be pre-determined in the conventional reaching law, are regulated adaptively by two LS-SVM models respectively. Through using this method to control the tracking servo sliding mode variable structure control system of BLDC (brushless DC motor), the results demonstrate that the designed controller can make system state on the sliding surface at the beginning of the controlling, can eliminate system chattering and can provide the servo system with perfect tracking and stronger robustness.

**Key words:** sliding mode variable structure control; reaching law; LS-SVM; brushless DC-motor

中图分类号: TM76 文献标识码: A 文章编号: 1674-3415(2011)02-0070-05

## 0 引言

滑模变结构控制作为控制系统的一种综合方法, 具有对系统参数不确定性和外部干扰鲁棒性强的特点, 引起了控制界的极大关注<sup>[1-6]</sup>。文献[4]等引入滑模变结构控制系统以减轻分布式电源对配网产生的影响, 但存在由于切换频率过高而带来的抖振问题。文献[5]提出了利用趋近律设计离散系统的变结构控制, 该方案虽然有一定的优越性, 但系统会产生较大抖振。文献[6]分析了趋近律方法的到达条件, 给出在达到准滑动模态时立刻切换为变增益控制律的方案, 该方法有效地削弱了系统的抖振。文献[7]通过研究影响滑动区宽度变化的因素, 提出了采用时变的滑模函数来取代  $\varepsilon$  值的方法, 该方法也

明显地削弱了抖振, 但文中并没对参数  $\delta$  进行分析。由于趋近律方法中两个参数之间存在着相互影响的关系, 而上述方法都是通过在固定一个参数的情况下调整另一个参数, 这个做法给实际应用带来了诸多不便。

支持向量机 (SVM) 是基于 VC (Vapnik Chervonenkis) 理论, 采用结构风险化 (SRM) 原理, 兼顾训练误差和泛化能力, 在解决小样本、非线性及高维模式识别问题中表现出许多优势<sup>[8-9]</sup>。但是它受制于样本数据的个数, 样本数据越大, 求解相应的二次规划问题越复杂, 计算速度越慢。最小二乘支持向量机 (LS-SVM) 是标准支持向量机 (SVM) 的一种扩展, 用二次损失函数代替 SVM 中的不敏感损失函数, 省去参数  $\varepsilon$ , 并将求解二次规划的问题变成求解线性方程组, 降低计算复杂度, 因此加快了运算速度, 比较适合于在线运算<sup>[10-12]</sup>。

**基金项目:** 河南省教育厅自然科学研究计划项目 (2009A480001)

本文首先对在趋近律方法中参数  $\varepsilon$  和  $\delta$  如何影响系统的到达稳定状态的时间做出定量分析, 然后利用最小二乘支持向量机对参数  $\varepsilon$  和  $\delta$  进行自适应调节, 该方案使学习速率更快, 同时能改善系统的动态品质, 有效地削弱抖振。

## 1 LS-SVM 的原理

最小二乘支持向量机 (Least Square SVM, LS-SVM) 由文献[10]提出, 它用如式 (1) 的函数估计未知函数。

$$y(x) = w^T \phi(x) + b \quad (1)$$

其中,  $x \in R^n$ ,  $y \in R$ , 非线性函数  $\phi(\cdot): R^n \rightarrow R$  将输入空间映射为高维特征空间。

设定训练集  $\{x_k, y_k\}_{k=1}^N$ , LS-SVM 定义如下优化问题:

$$\min_{w, b, \xi} J(w, \xi) = \frac{1}{2} w^T w + \gamma \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N \xi_i^2 \quad \gamma > 0 \quad (2)$$

式中,  $\gamma$  为正则化参数。

满足约束:

$$y_i = w^T \phi(x_i) + b + \xi_i \quad i = 1, \dots, l \quad (3)$$

相应的 Lagrangian 函数为:

$$L = J - \sum_{i=1}^l \alpha_i [w^T \phi(x_i) + b + \xi_i - y_i] \quad i = 1, \dots, l \quad (4)$$

此优化问题的解析解如式 (5)。

$$\begin{bmatrix} b \\ \alpha \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \vec{I}^T \\ \vec{I} & \Omega + \gamma^{-1} I \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ y \end{bmatrix} \quad (5)$$

其中:  $y = [y_1, y_2, \dots, y_n]^T$ ;  $\vec{I} = [1, \dots, 1]^T$ ;  $\alpha = [\alpha_1, \dots, \alpha_n]^T$ ;  $\Omega$  是一个方阵, 其第  $k$  列  $l$  行的元素是  $\Omega_{kl} = \phi(x_k)^T \phi(x_l) = K(x_k, x_l)$ ;  $K(\cdot, \cdot)$  是核函数。实际建模中选用比较多的是 RBF 核函数。

$$K(x, x_i) = \exp\left(-\frac{|x - x_i|^2}{2\sigma^2}\right) \quad (6)$$

这里  $\delta$  为宽度系数。由式 (5) 求出  $\alpha, b$ , 就可以得到训练数据集的软测量模型。

$$y(x) = \sum_{i=1}^N \alpha_i K(x, x_i) + b \quad (7)$$

从以上推导可以看出, 等式约束在将求解优化转为求解线性方程的过程中起到了重要作用, 优化用线性方程求解, 显然大大减少算法的复杂度。

## 2 滑模变结构控制原理及存在问题

在离散变结构控制中, 任意过程分为两个阶段: 正常运动和在准滑模态内的运动。依据文献[2]提出了离散趋近律:

$$s(k+1) = (1 - \delta\tau)s(k) - \varepsilon\tau \operatorname{sgn}(s(k)) \quad (8)$$

式子中  $0 < \delta\tau < 1$ ,  $\varepsilon > 0$ ,  $\tau$  为采样周期。当

$|s(k)| > \frac{\varepsilon\tau}{1 - \delta\tau}$  时, 这段时间内的运动可理解为正常

运动阶段; 当  $\frac{\varepsilon\tau}{2 - \delta\tau} < |s(k)| < \frac{\varepsilon\tau}{1 - \delta\tau}$  时, 为准滑动模态区。

### 2.1 正常运动阶段参数 $\delta$ 和 $\varepsilon$ 对系统的影响

假设控制系统的采样周期是固定的, 这里有

$$\begin{cases} s(1) = (1 - \delta\tau)s(0) - \varepsilon\tau \operatorname{sgn}(s(0)) \\ s(2) = (1 - \delta\tau)s(1) - \varepsilon\tau \operatorname{sgn}(s(1)) \\ \quad (1 - \delta\tau)^2 s(0) - (1 - \delta\tau)\varepsilon\tau \operatorname{sgn}(s(0)) - \varepsilon\tau \operatorname{sgn}(s(1)) \\ \quad \vdots \\ s(N) = (1 - \delta\tau)^N s(0) - (1 - \delta\tau)^{N-1} \varepsilon\tau \operatorname{sgn}(s(0)) - \dots - \varepsilon\tau \operatorname{sgn}(s(N-1)) \end{cases} \quad (9)$$

依据正常运动阶段从  $s(0)$  到  $s(N-1)$  符号都相同, 可以得到:

$$\begin{aligned} s(N) &= (1 - \delta\tau)^N s(0) - (1 - \delta\tau)^{N-1} \varepsilon\tau \operatorname{sgn}(s(0)) - \dots - \\ &\quad \varepsilon\tau \operatorname{sgn}(s(0)) = (1 - \delta\tau)^N s(0) - \\ &\quad \frac{\varepsilon}{\delta} [1 - (1 - \delta\tau)^N] \operatorname{sgn}(s(0)) \end{aligned} \quad (10)$$

假设  $s(0) > 0$  则有:  $s(N) = (1 - \delta\tau)^N [s(0) + \frac{\varepsilon}{\delta}] - \frac{\varepsilon}{\delta}$ ,

到达准滑动模态时  $|s(N)| < \frac{\varepsilon\tau}{1 - \delta\tau}$ 。

(1)  $\delta$  对正常运动阶段的影响

$$s(N) = \left| (1 - \delta\tau)^N [s(0) + \frac{\varepsilon}{\delta}] - \frac{\varepsilon}{\delta} \right| < \frac{\varepsilon\tau}{1 - \delta\tau} \quad (11)$$

此时  $s(0) > 0$ ,  $s(0) + \frac{\varepsilon}{\delta} > \frac{\varepsilon}{\delta}$  所以

$(1 - \delta\tau)^N [s(0) + \frac{\varepsilon}{\delta}]$  与  $\frac{\varepsilon}{\delta}$  的差接近  $\frac{\varepsilon\tau}{1 - \delta\tau}$  的速度主要

取决于  $(1 - \delta\tau)^N$  的变化快慢。因此在设计控制器时适当地增大  $\delta$  值可缩短系统到达稳定状态的时间。

(2)  $\varepsilon$  对正常运动阶段的影响

假设  $\delta$  已经选定,  $s(0) > 0$ 。  $s(k) \approx \frac{\varepsilon\tau}{1 - \delta\tau}$  时,

取  $(1 - \delta\tau)^k = \frac{\varepsilon}{\delta(1 - \delta\tau)(s(0) + \varepsilon)}$ , 必然存在  $N \leq k$ , 并

且在时刻  $N\tau$  之前系统属于正常运动阶段。

$k = \log_{(1-\delta\tau)} \left[ \frac{1}{\delta(1-\delta\tau) \left( \frac{s(0)\delta}{\varepsilon} + 1 \right)} \right]$  从等式可以看到当  $\varepsilon$

增大时,  $k$  会减小; 同理在  $s(0) < 0$  时, 可以得到同样的结论。所以通过上述分析可知在正常运动阶段  $\delta$  和  $\tau$  在允许范围内都应该取较大值可以缩短到达稳定状态的时间。

### 2.2 准滑动模态区参数 $\delta$ 和 $\varepsilon$ 对系统的影响

$$\begin{cases} s(N+1) = (1-\delta\tau)s(N) - \varepsilon\tau \operatorname{sgn}(s(N)) \\ \vdots \\ s(N+n) = (1-\delta\tau)^n s(N) - (1-\delta\tau)^{n-1} \varepsilon\tau \operatorname{sgn}(s(N)) \\ \quad \dots - \varepsilon\tau \operatorname{sgn}(s(N+n-1)) \end{cases} \quad (12)$$

在准滑动模态区运动时  $s(N+1)$  到  $s(N+n)$  符号是交替变化的, 即:

$$s(N+n) = (1-\delta\tau)^n s(N) - \frac{1+(1-\delta\tau)^n}{1+(1-\delta\tau)} \varepsilon\tau \operatorname{sgn}(s(N));$$

假设  $s(N) > 0$  则:

$$s(N+n) = (1-\delta\tau)^n \left( s(N) - \frac{\varepsilon\tau}{2-\delta\tau} \right) - \frac{\varepsilon\tau}{2-\delta\tau};$$

当  $(1-\delta\tau)^n \left( s(N) - \frac{\varepsilon\tau}{2-\delta\tau} \right)$  与  $\frac{\varepsilon\tau}{2-\delta\tau}$  的差接近

$\frac{\varepsilon\tau}{2-\delta\tau}$  时,  $\varepsilon$  对系统的影响变大, 使系统产生等幅

振荡; 在此之前  $\delta$  对系统的影响仍占主导地位。在  $s(N) < 0$  时也可以得到同样的结论。

## 3 控制方案的设计

### 3.1 控制原理

考虑具有如式 (13) 的线性离散时间系统。

$$\mathbf{X}(k+1) = \mathbf{A} \cdot \mathbf{X}(k) + \mathbf{B} \cdot \mathbf{U}(k) \quad (13)$$

$$\mathbf{Y}(k) = \mathbf{C} \cdot \mathbf{X}(k)$$

其中:  $\mathbf{X}$  为  $n$  维的状态输入矩阵;  $\mathbf{A}$  为  $n \times n$  维的状态矩阵;  $\mathbf{U}$  为  $p$  维的输入矩阵;  $\mathbf{Y}$  为  $q$  维的状态输出矩阵;  $\mathbf{C}$  为  $q \times n$  维的状态矩阵。根据上一节对趋近律参数对系统的影响的分析, 基于趋近律式 (8) 可得控制律为:

$$u(k) = (\mathbf{CB})^{-1} (-\mathbf{CA}\mathbf{X}(k) + (1-\delta\tau)s(k) + \varepsilon\tau \operatorname{sgn}(s(k))) \quad (14)$$

在理想情况下, 系统式 (13) 从任意初始状态开始, 当到达滑模面后, 一直保持在滑模面上运动, 即:

$$s(k+1) = s(k) = 0 \quad (15)$$

这种在滑模面上的运动称为理想的滑模运动。

由此可以得到理想等效控制:

$$u_i(k) = -(\mathbf{CB})^{-1} (\mathbf{CA}\mathbf{X}(k)) \quad (16)$$

因而可以得出基于 LS-SVM 的变结构控制器设计框图, 如图 1 所示。

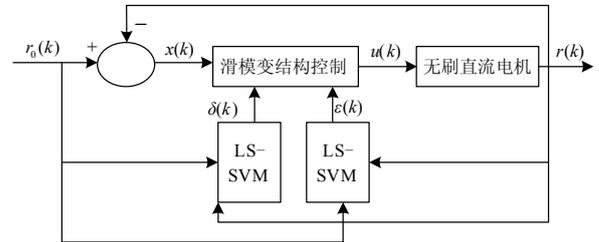


图 1 基于 LS-SVM 的变结构控制器

Fig.1 Variable structure controller based on LS-SVM

这里  $r_0(k)$  为位置设定信号,  $r(k)$  为位置输出信号,  $x(k)$  为误差信号,  $u(k)$  为控制信号。

### 3.2 $\delta(k)$ 、 $\varepsilon(k)$ 预测模型的建立

由上述分析可知,  $\delta(k)$ 、 $\varepsilon(k)$  与位置输入信号  $r(k)$ 、 $u(k)$  和位置输出信号  $r(k)$  有关, 根据实验与经验分析可知, 它们也与  $x(k-1)$ 、 $\varepsilon(k-1)$  和  $\delta(k-1)$  等历史数据有关, 可以作为输入信号, 基于 LS-SVM (式 (7)) 分别建立  $\delta(k)$ 、 $\varepsilon(k)$  的预测模型如图 2 示。

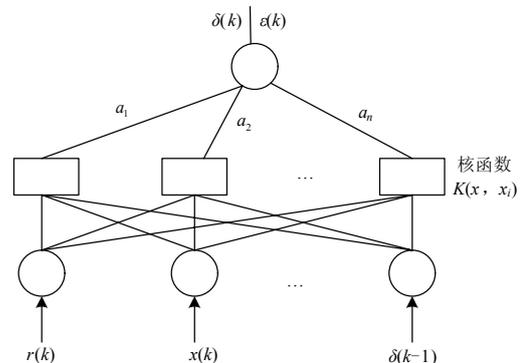


图 2 基于 LS-SVM 的  $\delta(k)$ 、 $\varepsilon(k)$  预测模型

Fig.2 The prediction model of  $\delta(k)$ 、 $\varepsilon(k)$  based on LS-SVM

$$\varepsilon(k) = \sum_{i=1}^N \alpha_i K(x, x_i) + b \quad (17)$$

$$\delta(k) = \sum_{j=1}^N \alpha_j K(x, x_j) + b \quad (18)$$

具体的实施步骤如下:

- Step 1: 确定 LS-SVM 模型输入变量取: 位置设定信号  $r_0(k)$ 、控制信号  $u(k)$ 、位置输出信号  $r(k)$ 、 $x(k-1)$ 、 $\varepsilon(k-1)$  和  $\delta(k-1)$ ; 输出信号取  $\delta(k)$ 、 $\varepsilon(k)$ ;
- Step 2: 对样本数据进行校正和预处理;
- Step 3: 确定正则化参数  $\gamma$  和径向基  $\sigma$ ;

Step 4: 利用所选参数, 进行支持向量机训练;

Step 5: 确定式 (7) 的参数, 建立支持向量机模型;

Step 6: 用建立好的模型进行  $\delta(k)$ 、 $\varepsilon(k)$  预测。

#### 4 仿真试验结果

采用文献[13]给出的无刷直流电机位置系统的工作模型:

$$r + \frac{D}{J}r = \frac{K_t}{K_c}(u - \frac{T_L}{K_t K_c}) \quad (19)$$

式中:  $r$  为位置信号; 电机转动惯量  $J = 5.175 \times 10^{-5} \text{ kg}\cdot\text{m}^2$ , 粘滞摩擦系数  $D = 6.3475 \times 10^{-4} \text{ (N}\cdot\text{m)s/A}$ ; 电机常转矩系数  $K_t = 0.3628 \text{ N}\cdot\text{m/A}$ ,  $K_c = 0.16425 \text{ A/V}$  为电机控制 PWM 逆变器的等效增益。假设输入为阶跃信号  $r_0 = 2\pi$ , 取误差信号  $x_1 = r_0 - r$ , 可得误差空间的状态方程式 (20)。

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -D/J \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -K_t K_c / J \end{bmatrix} (u(t) + f) \quad (20)$$

离散化后可得:

$$\begin{bmatrix} x_1(k+1) \\ x_2(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -D/J \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -K_t K_c / J \end{bmatrix} (u(k) + f) \quad (21)$$

依据式 (14) 可得系统式 (21) 的控制律为:

$$u(k) = (CB)^{-1}(-CAx(k) + (1 - \delta\tau)s(k) + \varepsilon\tau \text{sgn}(s(k)) - f) \quad (22)$$

这里  $A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -D/J \end{bmatrix}$ ,  $B = \begin{bmatrix} 0 \\ -K_t K_c / J \end{bmatrix}$  取采样

周期  $T = 1 \text{ ms}$ , 切换函数  $s(k) = c_1 x_1(k) + c_2 x_2(k)$ , 由极点配置取  $C = [c_1, c_2] = [8, 1]$ ,  $f = -T_L / K_t K_c$ 。经过一些可以测量的离线数据训练后, 可以得出 LS-SVM 的模型关于  $\delta(k)$  预测模型的参数为  $\gamma_\delta = 16\ 500$ ,  $\sigma_\delta = 1.34$ ; 关于  $\varepsilon(k)$  预测模型的参数为  $\gamma_\varepsilon = 16\ 000$ ,  $\sigma_\varepsilon = 1.55$ 。

##### 4.1 常值扰动情况

在  $t > 0.5 \text{ s}$  加入常值扰动  $T_L = 5.599^{-3} \text{ N}\cdot\text{m}$ , 图 3~图 5 分别给出趋近律参数  $\delta(k)$  与  $\varepsilon(k)$ 、误差信号  $x_1$  (单位 m) 及切换函数  $s(k)$  (单位 m) 的曲线。为便于在图中表示, 这里令  $\delta(k) = d$ ,  $\varepsilon(k) = E$ 。

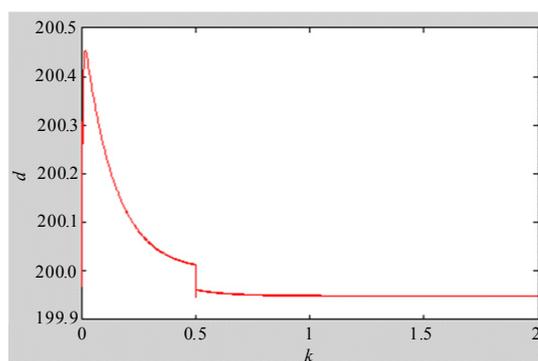


图 3 参数  $\delta(k)$  变化曲线

Fig.3 Variable curve of parameter  $\delta(k)$

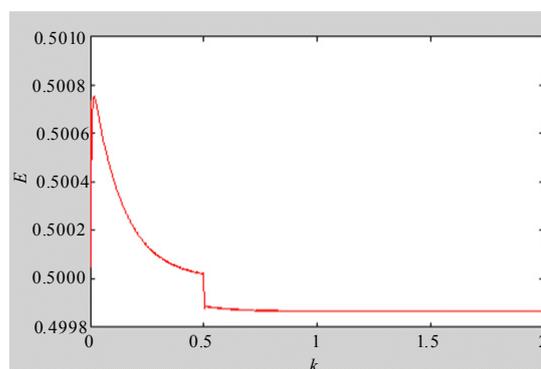


图 4 参数  $\varepsilon(k)$  变化曲线

Fig.4 Variable curve of parameter  $\varepsilon(k)$

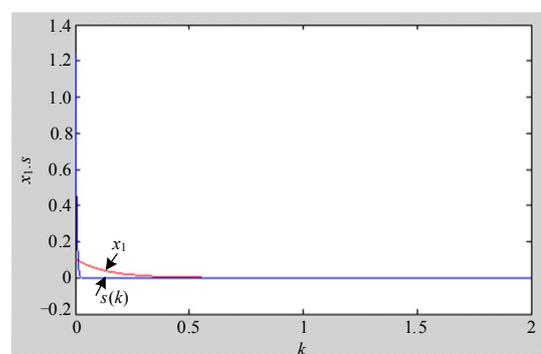


图 5 误差信号  $x_1$ , 切换函数  $s(k)$  曲线

Fig.5 Curves of error signal  $x_1$ , switch function  $s(k)$

从图 3~图 5 可以看出, 该系统在给定的常值扰动下, 依据 LS-SVM 模型输出的趋近律参数  $\delta(k)$  与  $\varepsilon(k)$  能快速地稳定在某一个值上, 在此作用下, 位置误差信号  $x_1$  能快速趋近于 0, 切换函数  $s(k)$  也能快速地平滑。

##### 4.2 时变扰动情况

在  $t > 0.5 \text{ s}$  加入时变扰动  $T_L = 5.599^{-3} \sin(10\pi t) \text{ N}\cdot\text{m}$ , 图 6~图 8 分别给出趋近律参数  $\delta(k)$  与  $\varepsilon(k)$ 、

误差信号  $x_1$  (单位 m), 切换函数  $s(k)$  (单位 m) 的曲线。

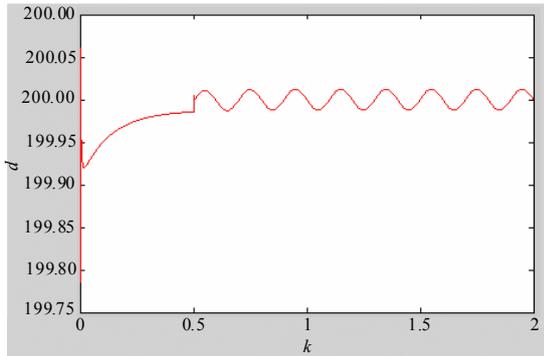


图 6 参数  $\delta(k)$  变化曲线

Fig.6 Variable curve of parameter  $\delta(k)$

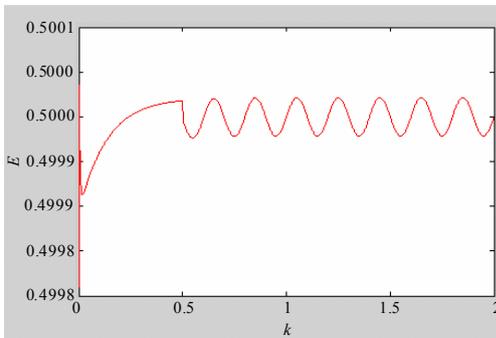


图 7 参数  $\varepsilon(k)$  变化曲线

Fig.7 Variable curve of parameter  $\varepsilon(k)$

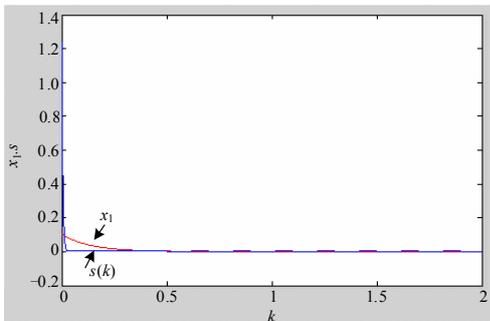


图 8 误差信号  $x_1$ , 切换函数  $s(k)$  曲线

Fig.8 Curves of error signal  $x_1$ , switch function  $s(k)$

从以上图形可以看出, 该系统在时变扰动下, 依据 LS-SVM 模型输出的趋近律参数  $\delta(k)$  与  $\varepsilon(k)$  会发生变化, 但通过变结构的调整, 位置误差信号  $x_1$  能快速趋近于 0, 切换函数  $s(k)$  也能快速地平滑。

### 5 结论

本文通过对趋近律中参数对系统到达稳定状态影响的分析, 提出了采用最小二乘支持向量机对

参数  $\varepsilon$  和  $\delta$  做自适应调整。仿真结果表明采用本文提出控制方案消弱了系统的抖振, 能有效地改善滑模控制的品质。

### 参考文献

- [1] Xing Hailong, Gao C C, Li Donghai. Sliding mode variable structure control for parameter uncertain stochastic systems with time-varying delay[J]. Journal of Mathematical Analysis and Applications, 2009, 355(2): 689-699.
- [2] Ren Fengyuan, Lin Chuang, Yin Xunhe. Design a congestion controller based on sliding mode variable structure control[J]. Computer Communications, 2005, 28(9): 1050-1061.
- [3] Juan Fernández-Vargas, Gerard Ledwich. Variable structure control for power systems stabilization[J]. International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 2010, 32(2): 101-107.
- [4] 黄悦华, 朱杰, 高梅玲, 等. 滑模变结构控制在含分布式电源的配网中的应用[J]. 电力系统保护与控制, 2009, 37(15): 81-84, 88. HUANG Yue-hua, ZHU Jie, GAO Mei-ling, et al. Application of sliding mode variable structure controller in distribution networks with distribution generation[J]. Power System Protection and Control, 2009, 37(15): 81-84, 88.
- [5] 高为炳. 变结构控制理论与设计方法[M]. 北京: 科学出版社, 1996: 278-299.
- [6] 马克茂, 王子才, 张德成. 离散时间系统变结构控制的新方法[J]. 电机与控制学报, 2001, 5(3): 181-184. MA Ke-mao, WANG Zi-cai, ZHANG De-cheng. New method of variable structure control for discrete time systems[J]. Electric Machines and Control, 2001, 5(3): 181-184.
- [7] 翟长连, 吴智铭. 一种离散时间系统的变结构控制方法[J]. 上海交通大学学报, 2000, 34(5): 719-722. ZHAI Chang-lian, WU Zhi-ming. Variable structure control method for discrete time systems[J]. Journal of Shanghai Jiao Tong University, 2000, 34(5): 719-722.
- [8] Vapnik V. The nature of statistical learning theory[M]. Springer, 1995.
- [9] Cortes C, Vapnik V. Support vector networks[J]. Machine Learning, 1995, 20: 273-197.
- [10] Suykens J A K, Vandewalle J. Least squares support vector machine classifiers[J]. Neural Processing Letters, 1999, 9(3): 293-300.
- [11] 尉建军, 全力, 彭桂雪, 等. 基于最小二乘支持向量机的励磁特性曲线拟合[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(11): 15-17, 24.

(下转第 79 页 continued on page 79)

- 次技术需求分析[J]. 华东电力, 2008, 36(11): 37-38.  
CHEN Jian-min, ZHOU Jian, CAI Lin. Substation secondary technology demand analysis for intelligent grid vision[J]. East China Electric Power, 2008, 36(11): 37-38.
- [7] 王明俊. 自愈电网与分布式电源[J]. 电网技术, 2007, 31(6): 1-7.  
WANG Ming-jun. Self-healing grid and distributed energy resource[J]. Power System Technology, 2007, 31(6): 1-7.
- [8] IEC 61850: communication networks and systems in substations[S]. 2003.
- [9] 王海峰, 丁杰, 陈爱林. 基于IEC61850 的双网通讯探讨[J]. 电力系统保护与控制, 2009, 37(3): 76-78.  
WANG Hai-feng, DING Jie, CHEN Ai-lin. Research on dual network communication based on IEC61850[J]. Power System Protection and Control, 2009, 37(3): 76-78.
- [10] 施鲁宁, 王步华, 刘艳华, 等. 实现IEC61850规约传输的过渡期通讯网关设计[J]. 电力系统保护与控制, 2009, 37(1): 87-90.  
SHI Lu-ning, WANG Bu-hua, LIU Yan-hua, et al. Design of transitional communication gateway of the IEC 61850 transmission[J]. Power System Protection and Control, 2009, 37(1): 87-90.
- [11] 高翔, 张沛超. 数字化变电站的主要特征和关键技术[J]. 电网技术, 2007, 30(23): 67-71.  
GAO Xiang, ZHANG Pei-chao. Main features and key technologies of digital substation[J]. Power System Technology, 2007, 30(23): 67-71.
- [12] 童晓阳, 王晓茹, 丁力. 采用IEC 61850构造变电站广域保护代理的信息模型[J]. 电力系统自动化, 2008, 32(5): 63-67.  
TONG Xiao-yang, WANG Xiao-ru, DING Li. Modeling a wide-area backup protection agent in substation using IEC 61850[J]. Automation of Electric Power Systems, 2008, 32(5): 63-67.
- [13] 范建忠, 战学牛, 王海玲. 基于IEC 61850动态建立IED模型的构想[J]. 电力系统自动化, 2006, 30(9): 76-79.  
FAN Jian-zhong, ZHAN Xue-niu, WANG Hai-ling. A visualization of dynamic modeling of IED based on IEC 61850[J]. Automation of Electric Power Systems, 2006, 30(9): 76-79.
- [14] 柳明, 何光宇. IEC 61850/IEC 61970保护模型的协调[J]. 电力系统自动化, 2006, 30(22): 7-11.  
LIU Ming, HE Guang-yu. Coordination between IEC 61850 and IEC 61970 for the protection model[J]. Automation of Electric Power Systems, 2006, 30(22): 7-11.
- [15] 窦晓波, 吴在军, 胡敏强. 与GOOSE联动的数字化变电站遥视系统[J]. 电力自动化设备, 2008, 28(11): 94-98.  
DOU Xiao-bo, WU Zai-jun, HU Min-qiang. Remote video system of digital substation supporting linkage with GOOSE[J]. Electric Power Automation Equipment, 2008, 28(11): 94-98.

收稿日期: 2010-01-22; 修回日期: 2010-03-31

作者简介:

苏永春(1973-), 男, 博士, 从事智能变电站相关的科研与生产工作; E-mail: suyongchun@126.com

汪晓明(1978-), 男, 硕士, 从事超高压运行、检修及相关科研工作。

(上接第 74 页 continued from page 74)

- WEI Jun-jun, QUAN Li, PENG Gui-xue, et al. Curve fitting of excitation characteristics based on the least squares support vector machine[J]. Power System Protection and Control, 2010, 38(11): 15-17, 24.
- [12] 王岗, 姜杰, 唐昆明, 等. 基于自适应双向加权最小二乘支持向量机的超短期负荷预测[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(19): 142-146  
WANG Gang, JIANG Jie, TANG Kun-ming, et al. Ultra-short-term load forecasting based on adaptive bidirectional weighted least squares support vector machines[J]. Power System Protection and Control, 2010, 38(19): 142-146.
- [13] 张琛. 直流无刷电机原理及应用[M]. 北京:机械工业出版社, 1999.

收稿日期: 2010-01-22; 修回日期: 2010-03-14

作者简介:

王鲜芳(1969-), 女, 博士, 副教授, 研究方向为基于数据挖掘的智能控制; E-mail: xfwang11@yahoo.com.cn

杜志勇(1967-), 男, 硕士, 教授, 研究方向为智能控制。