

文章编号: 1001-0920(2008)11-1267-05

## 极值搜索控制系统的一体化设计研究

胡云安<sup>a</sup>, 左斌<sup>a</sup>, 李静<sup>b</sup>

(海军航空工程学院 a. 控制工程系, b. 七系, 山东烟台 264001)

**摘要:** 针对传统极值搜索控制系统设计中, 极值搜索算法与控制器采取单独设计易导致系统难以发挥其最佳性能的问题, 提出一套极值搜索控制系统的一体化设计方法. 此方法充分考虑到系统的非线性和不确定性, 建立了极值搜索算法与被控对象的一体化设计模型, 运用终端滑模切换面和相应的控制策略, 使极值搜索算法在较短时间内搜寻到系统的最优值, 而且其输出值可很快收敛至此最优值. 理论分析和仿真结果分别验证了此方法的稳定性和有效性.

**关键词:** 极值搜索算法; 终端滑模控制; 不确定性; 一体化模型

**中图分类号:** TP273      **文献标识码:** A

## Research on integrated design for extremum seeking control systems

HU Yun-an, ZUO Bin, LI Jing

(a. Department of Control Engineering, b. The Seventh Department, Naval Aeronautical and Astronautical University, Yantai 264001, China. Correspondent: ZUO Bin, E-mail: zuobin97117@163.com)

**Abstract:** In the process of designing the traditional extremum seeking control systems (ESCS), the independent design method, which doesn't integrate the design of extremum seeking algorithm (ESA) with the controller design, results in that the designed ESCS are difficult to achieve their optimal performance. A novel integrated design method for ESCS is proposed. By considering the uncertainties and nonlinearities of the controlled system, an integrated model of ESA and the controlled plant is established. Then, utilizing terminal sliding mode manifold and the corresponding control strategies, this method can make ESA quickly find the extremum point of the controlled system. Moreover, the output of ESCS certainly converges to that extremum point. Theoretical analysis and simulation results validate the stability of the closed-loop system and the effectiveness of the integrated design method proposed.

**Key words:** Extremum seeking algorithm; Terminal sliding mode control; Uncertainties; Integrated model

### 1 引言

极值搜索算法是 20 世纪中叶发展起来的一种自适应控制方法<sup>[1]</sup>, 它能在被控对象的某些信息不知晓或不确定的情况下, 利用合适的激励信号和滤波环节, 取得期望的控制效果. 近几年来, 极值搜索算法理论取得了较大的效果<sup>[2-6]</sup>, 但在极值搜索控制系统的设计过程中却一直沿用传统的设计方法, 较少考虑实际被控对象的特性, 将极值搜索算法与控制器设计分开单独进行. 然而如此设计将很难充分发挥系统的整体性能, 且由于极值搜索算法和控制器回路存在参数不确定性和外界干扰等影响, 很难保证系统的鲁棒性<sup>[7]</sup>. 本文尝试将极值搜索算法和控制器进行一体化设计, 考虑到系统的非线性和不

确定性, 首先建立极值搜索算法与被控对象的一体化设计模型; 然后利用一套终端滑模控制策略, 使极值搜索算法能在有限短的时间内搜寻到被控对象的最优值, 同时系统输出将很快地跟踪至此最优值. 仿真结果表明, 基于终端滑模控制策略的一体化设计方法在系统的鲁棒性和收敛速度方面都有较大提高.

### 2 一体化模型建立

在极值搜索控制系统中, 系统结构图如 1 所示. 图中被控对象是具有线性动态性能的非线性对象, 它具有一个全局极值点,  $s/(s+h)$  是系统的高通滤波器,  $a\sin(\omega t)$  和  $\sin(\omega t - \phi)$  是系统的激励信号,  $k/s$  是系统的比例积分环节,  $u = (x, \dots)$  是被控系统

收稿日期: 2007-09-10; 修回日期: 2008-01-25.

基金项目: 国家自然科学基金项目(60674090).

作者简介: 胡云安(1966—), 男, 湖北松滋人, 教授, 博士生导师, 从事非线性控制、神经网络控制的研究; 左斌(1979—), 男, 湖北云梦人, 博士生, 从事自适应控制、神经网络控制的研究.

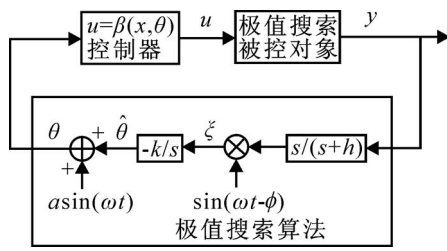


图1 极值搜索控制系统结构图

的控制律，是系统的搜索变量。不失一般性，假设二阶的极值搜索被控对象模型为

$$\begin{aligned} \ddot{x}_c &= f_1(x_c)\dot{x}_c + f_2(x_c)x_c + b(x_c)u, \\ y &= h(x_c) = f^*(t) + \frac{f}{2}(x_c - x^*)^2. \end{aligned} \quad (1)$$

其中： $x_c \in R^p, u \in R$  和  $y \in R$  表示系统的状态量、输入量和输出量； $x^*$  表示被控对象的状态极值变量； $f_1(x_c) = f_{01}(x_c) + f_1(x_c); f_2(x_c) = f_{02}(x_c) + f_2(x_c); b(x_c) = b_0(x_c) + b(x_c)$ 。这里： $f_{01}(x_c), f_{02}(x_c)$  和  $b_0(x_c)$  是标称系统的参数； $f_1(x_c), f_2(x_c)$  和  $b(x_c)$  是系统存在的不确定项。系统输入量  $u$  是关于极值搜索变量与状态变量  $x_c$  的函数。输出函数  $y = f^*(t) + \frac{f}{2}(x_c - x^*)^2$  是对极值搜索对象输出形式的一般性假设，许多实际极值搜索系统符合此形式<sup>[8,9]</sup>。当  $y$  具有一个极小值时， $f > 0$  是一个未知常数；当  $y$  具有一个极大值时， $f < 0$  是一个未知常数。

代入  $f_{01}(x_c), f_{02}(x_c)$  和  $b_0(x_c)$ ，则系统状态方程可表示为

$$\begin{aligned} \ddot{x}_c &= f_{01}(x_c)\dot{x}_c + f_{02}(x_c)(x_c - x^*) + \\ & b_0(x_c)u + (f_1(x_c)\dot{x}_c + f_2(x_c)x_c + \\ & b(x_c)u + f_{02}(x_c)x^*). \end{aligned} \quad (2)$$

令  $\dot{x}_c = f_1(x_c)\dot{x}_c + f_2(x_c)x_c + b(x_c)u + f_{02}(x_c)x^*$ ，则式(2)可简化为

$$\begin{aligned} \ddot{x}_c &= f_{01}(x_c)\dot{x}_c + f_{02}(x_c)(x_c - x^*) + \\ & b_0(x_c)u + c. \end{aligned} \quad (3)$$

令  $x_{d1} = x_c - x^*, x_{d2} = \dot{x}_c$ ，则式(3)可变化为

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{x}_{d1} \\ \dot{x}_{d2} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ f_{02}(x_{d1}, x_{d2}) & f_{01}(x_{d1}, x_{d2}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{d1} \\ x_{d2} \end{bmatrix} + \\ & \begin{bmatrix} 0 \\ b_0(x_{d1}, x_{d2}) \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} 0 \\ c \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (4)$$

结合图1中极值搜索部分的信号函数关系，存在如下表达式：

$$= asin(\omega t) - \frac{k}{s} [y], \quad (5)$$

$$= sin(\omega t - \phi) \frac{s}{s+h} [y]. \quad (6)$$

令  $x = - \frac{k}{s} [y]$ ，其中  $\phi$  表示搜索变量对应的极值，则式(5)可变形为

$$x = asin(\omega t) - \frac{k}{s} [y] - \phi. \quad (7)$$

将式(6)代入(7)，有

$$\begin{aligned} x &= \\ asin(\omega t) - \frac{k}{s} sin(\omega t - \phi) \frac{s}{s+h} [y] - \phi &= \\ asin(\omega t) - ksin(\omega t - \phi) \frac{y}{s+h} - \phi. \end{aligned} \quad (8)$$

将式(8)两端都乘以  $s+h$ ，有

$$\begin{aligned} (s+h)x &= (s+h)asin(\omega t) - (s+h)\phi - \\ & ksin(\omega t - \phi)y \Rightarrow \dot{x} + hx = \\ & a cos(\omega t) + ahsin(\omega t) - \\ & h\phi - ksin(\omega t - \phi)y. \end{aligned} \quad (9)$$

将  $y = f^*(t) + \frac{f}{2}(x_c - x^*)^2$  代入式(9)，得

$$\begin{aligned} \dot{x} + hx &= \\ a cos(\omega t) + ahsin(\omega t) - h\phi - \\ & ksin(\omega t - \phi)(f^*(t) + \frac{f}{2}(x_c - x^*)^2). \end{aligned} \quad (10)$$

由于  $x_{d1} = x_c - x^*$ ，式(10)可进一步转化为

$$\begin{aligned} \dot{x} &= -hx - ksin(\omega t - \phi) \frac{f}{2} x_{d1}^2 - \\ & ksin(\omega t - \phi) f^*(t) + a cos(\omega t) + \\ & ahsin(\omega t) - h\phi. \end{aligned} \quad (11)$$

那么，微分方程组式(4)与(11)组合后可得

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{x}_{d1} \\ \dot{x}_{d2} \end{bmatrix} &= \\ & \begin{bmatrix} -h & -k(\sin(\omega t - \phi) + \frac{f}{2}(x_{d1})) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & f_{02}(x_{d1}, x_{d2}) & f_{01}(x_{d1}, x_{d2}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ x_{d1} \\ x_{d2} \end{bmatrix} + \\ & \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ b_0(x_{d1}, x_{d2}) \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ c \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (12)$$

其中  $\phi > | \sin(\omega t - \phi) |$ 。

令

$$X = [x \quad x_{d1} \quad x_{d2}]^T,$$

$$f_{03}(X) = -k(\sin(\omega t - \phi) + \frac{f}{2}(x_{d1})),$$

$$f_{02}(X) = f_{02}(x_{d1}, x_{d2}), \quad f_{01}(X) = f_{01}(x_{d1}, x_{d2}),$$

$$b_0(X) = b_0(x_{d1}, x_{d2}),$$

$$\begin{aligned} &= kf x_{d1}^2/2 - ksin(\omega t - \phi) f^*(t) + \\ & a cos(\omega t) + ahsin(\omega t) - h\phi, \end{aligned}$$

$$= [ \quad 0 \quad c ]^T,$$

式(12)可简化为

$$\dot{X} = AX + Bu + \dots \quad (13)$$

其中

$$A = \begin{bmatrix} -h & f_{03}(X) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & f_{02}(X) & f_{01}(X) \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ b_0(X) \end{bmatrix}.$$

因此,一般非线性极值搜索系统的控制回路与极值搜索回路的一体化模型可由式(13)表示.

### 3 一体化控制方法设计

考虑对式(13)采用变换  $X_g = TX$ ,其中状态变化矩阵  $T$  为非奇异矩阵,即

$$\dot{X}_g = TA T^{-1} X_g + TBu + T, \quad (14)$$

其中

$$T = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ -h & f_{03}(X) & 0 \\ h^2 & -hf_{03}(X) & f_{03}(X) \end{bmatrix}.$$

由于  $f_{03}(X) \neq 0$ , 矩阵  $T$  一定是可逆的. 令  $X_g = [x_{g1} \ x_{g2} \ x_{g3}]^T$ . 则

$$A_g = TA T^{-1} =$$

$$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ hf_{02}(X) & f_{02}(X) + hf_{01}(X) & -h + f_{01}(X) \end{bmatrix} =$$

$$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ a_1 & a_2 & a_3 \end{bmatrix},$$

$$B_g = TB = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ b_0(X) f_{03}(X) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ b_1 \end{bmatrix},$$

$$g = T^{-1} = \begin{bmatrix} -h & 1 \\ h^2 & + f_{03}(X) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g^1 \\ g^2 \\ g^3 \end{bmatrix}.$$

将变形后的式(14)分解后,得

$$\begin{aligned} \dot{X}_{g1} &= \begin{bmatrix} \dot{x}_{g1} \\ \dot{x}_{g2} \end{bmatrix} = \\ & \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{g1} \\ x_{g2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} x_{g3} + \begin{bmatrix} g^1 \\ g^2 \end{bmatrix}, \\ \dot{X}_{g2} &= \dot{x}_{g3} = \\ & [a_1 \ a_2] \begin{bmatrix} x_{g1} \\ x_{g2} \end{bmatrix} + a_3 x_{g3} + b_1 u + g^3. \end{aligned} \quad (15)$$

当然,式(15)可进一步抽象为含有不确定性的多输入系统,即

$$\begin{aligned} \dot{X}_{g1} &= A_{11} X_{g1} + A_{12} X_{g2} + d_1, \\ \dot{X}_{g2} &= A_{21} X_{g1} + A_{22} X_{g2} + B_g u + d_2. \end{aligned} \quad (16)$$

其中:若  $X_{g1} \in R^n, X_{g2} \in R^m$  是系统的状态变量,则

$A_{11} \in R^{n \times n}, A_{12} \in R^{n \times m}, A_{21} \in R^{m \times n}, A_{22} \in R^{m \times m}, B_g \in R^{m \times n}, n = 2, m = 1; A_{11}, A_{12}$  是可控矩阵; $B_g$  是非奇异矩阵. 系统的不确定性是有界限的,满足  $d_1 \in [l_1, d_2], d_2 \in [l_2, \dots]$ .

设计系统(16)的滑模面为

$$S = K_1 X_{g1} + K_2 X_{g2} + K_3 X_{g1}^{i/j}. \quad (17)$$

其中: $K_1 \in R^{n \times n}, K_2 \in R^{m \times m}, K_3 \in R^{m \times n}$  是设计矩阵; $i, j$  是互异不可约的奇数,满足  $i < j < 2i; X_{g1}^{i/j} = [x_{g1}^{i/j}, x_{g2}^{i/j}, \dots, x_{gn}^{i/j}]^T$ ;滑模面  $S$  的维数与控制律  $u$  同维.

**定理 1** 对于具有不确定性的系统(16),若用式(17)所示的滑模面设计,采用式(18)所示的控制策略,即

$$\begin{aligned} u &= \\ & - (K_2 B_g)^{-1} [ (K_1 A_{11} + K_2 A_{21}) X_{g1} + (K_1 A_{12} + \\ & K_2 A_{22}) X_{g2} + (i/j) K_3 \text{diag}(x_l^{(j-i)/j}) (A_{11} X_{g1} + \\ & A_{12} X_{g2}) + S ] - (K_2 B_g)^{-1} S / S, \end{aligned} \quad (18)$$

其中  $K_2 B_g$  是非奇异的,且  $l = 1, 2, \dots, n$ . 设计参数

$$\begin{aligned} & l_1 (K_1 + i/j K_3 \times \\ & \text{diag}(x_l^{(j-i)/j})) + l_2 K_2, \\ & = \text{diag}(\phi_1, \phi_2, \dots, \phi_m), \phi_k > 0, \\ & k = 1, 2, \dots, m. \end{aligned}$$

则系统(16)在有限时间内到达滑模面  $S = 0$ ,且极值搜索系统(1)的搜索变量  $x_c$  将指数收敛至其极值  $x_c^*$ ,从而系统状态  $x_c$  也将指数收敛至极值  $x_c^*$ .

证明 首先选取系统的 Lyapunov 函数为

$$V = \frac{1}{2} S^T S, \quad (19)$$

对其求导,可得

$$\dot{V} = S^T \dot{S}. \quad (20)$$

而对式(17)的滑模面  $S$  求导,并将式(16)和(18)代入其中,可得

$$\begin{aligned} \dot{S} &= \\ & K_1 \dot{X}_{g1} + K_2 \dot{X}_{g2} + i/j K_3 \text{diag}(x_l^{(j-i)/j}) \dot{X}_{g1} = \\ & K_1 (A_{11} X_{g1} + A_{12} X_{g2} + d_1) + \\ & K_2 (A_{21} X_{g1} + A_{22} X_{g2} + B_g u + d_2) + \\ & i/j K_3 \text{diag}(x_l^{(j-i)/j}) (A_{11} X_{g1} + A_{12} X_{g2} + d_1) = \\ & - S - S / S + (K_1 + \\ & i/j K_3 \text{diag}(x_l^{(j-i)/j})) d_1 + K_2 d_2. \end{aligned} \quad (21)$$

将式(21)代入(20)可得

$$\begin{aligned} \dot{V} &= - S^T S - S^T S + S^T (K_1 + \\ & i/j K_3 \text{diag}(x_l^{(j-i)/j})) d_1 + S^T K_2 d_2, \end{aligned} \quad (22)$$

其中

$$S^T S = \sum_{k=1}^m \phi_k s_k^2 \quad \min_k (\phi_k) \left( \sum_{k=1}^m s_k^2 \right)$$

$$\min_k(\phi_k) S^2 = 2 \min_k(\phi_k) V, \quad (23)$$

这里  $s_k (k = 1, 2, \dots, m)$  表示滑模面  $S$  中的各个元素.

将式(23)代入(22)可得

$$\dot{V} = - \min_k(\phi_k) S^2 - S + S \times (K_1 + |i/j| K_3 \text{diag}(x_l^{(j-\theta/j)}) \times d_1 + S K_2 d_2).$$

代入设计参数,则

$$\begin{aligned} \dot{V} &= - \min_k(\phi_k) S^2 - l_1 (K_1 + |i/j| K_3 \times \text{diag}(x_l^{(j-\theta/j)}) S - l_2 K_2 S + S (K_1 + |i/j| K_3 \text{diag}(x_l^{(j-\theta/j)}) \times d_1 + S K_2 d_2 \\ &= - \min_k(\phi_k) S^2 = - \min_k(\phi_k) (2V). \end{aligned} \quad (24)$$

根据文献[10]中的引理,系统(16)的状态在有限时间  $t_r$  内到达滑模面,且

$$t_r = \frac{1}{2 \min_k(\phi_k)}. \quad (25)$$

当然,为了消除系统的抖振,将控制律  $u$  中的符号项  $S/|S|$  采用双曲正切函数  $\text{th}(S/(\epsilon))$  实现,其中  $\epsilon$  是一个很小的正常数.因此将系统的控制律变为

$$\begin{aligned} u &= - (K_2 B_g)^{-1} [(K_1 A_{11} + K_2 A_{21}) X_{g1} + (K_1 A_{12} + K_2 A_{22}) X_{g2} + (i/j) K_3 \times \text{diag}(x_l^{(j-\theta/j)}) (A_{11} X_{g1} + A_{12} X_{g2}) + S] - (K_2 B_g)^{-1} \text{th}(S/(\epsilon)). \end{aligned} \quad (26)$$

同样,Lyapunov 函数的微分形式为

$$\begin{aligned} \dot{V} &= S^T \dot{S} - S^T S - S^T \text{th}(S/\epsilon) + S^T (K_1 + |i/j| \times K_3 \text{diag}(x_l^{(j-\theta/j)}) d_1 + S^T K_2 d_2 \\ &= - S^T S - S^T \text{th}(S/\epsilon) + S \times ((K_1 + |i/j| K_3 \times \text{diag}(x_l^{(j-\theta/j)}) l_1 + K_2 l_2) \\ &= - S^T S - S^T \text{th}(S/\epsilon) + S. \end{aligned} \quad (27)$$

对于  $\epsilon > 0$  和任意的  $\omega \in R^{(11)}$ ,有

$$0 < \omega / \epsilon - \text{th}(\omega/\epsilon), \quad (28)$$

其中  $\omega = \exp(-(\epsilon + 1))$ ,即  $\omega = 0.2785$ .最终得到

$$\dot{V} = S^T \dot{S} - 2 \min_k(\phi_k) V + \dots \quad (29)$$

从而,系统(16)的状态量将指数收敛至原点的一个邻域内,那么此时搜索变量  $S$  将指数收敛于其极值  $S^*$ ,同时  $x_c$  将指数收敛于  $x^*$ ,极值搜索系统的输出  $y$  也将达到其极值  $y^*$ .

#### 4 仿真分析

为验证极值搜索控制系统一体化设计方法的

有效性,用如下系统作为研究和仿真的对象:

$$\begin{cases} \ddot{x} = (-2.81 + 0.5x) \dot{x} + (0.4016 + 0.1 \cos(0.5t)) u + n, \\ y = (x - 3)^2. \end{cases} \quad (30)$$

其中  $x, y$  和  $u$  分别表示系统的状态变量、输出量和输入量; $n$  表示系统受到的外界干扰.

当系统没有受到干扰时,分别采用传统极值搜索系统设计方法和本文的一体化设计方法,对上述系统进行仿真对比.其中:高通滤波器为  $\frac{s}{s+0.5}$ ;搜索通道的积分增益为  $k = 13$ ;激励信号参数分别为

$\omega = 0.1, \phi = 0.8 \text{ rad/s}, \phi = 1.55$ .传统极值搜索系统设计方法选用 PD 型控制器,控制律形式为  $u = k_p (y - x) - k_d \dot{x}$ ,其中比例系数为  $k_p = 1.0$ ,微分系数为  $k_d = 0.1$ ,而根据一体化设计方法,分别选取  $K_1 = [-0.5, 0.9], K_2 = -1/(0.4016 f_{03}), K_3 = [-1.5, 1.6], i = 3, j = 5, \epsilon = 1, \omega = 0.001, \omega = 0$  进行仿真,仿真结果如图 2 和图 3 所示.图中直线代表一体化极值搜索控制系统设计方法,虚线代表传统的极值搜索控制系统设计方法.

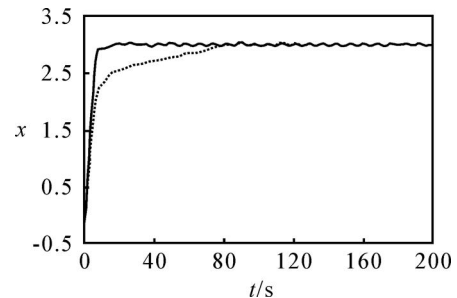


图 2 系统状态变量  $x$  的仿真结果

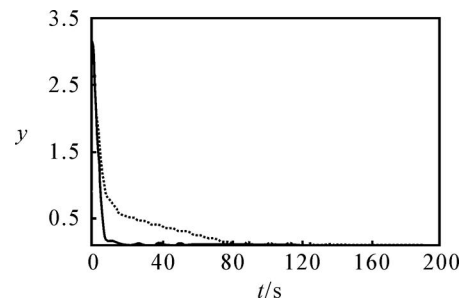


图 3 系统输出  $y$  的仿真结果

当时间  $t = 20 \text{ s}$  时,系统受到宽度为  $2 \text{ s}$ ,幅值为  $2$  的脉冲干扰.选取  $\omega = 1.1$ ,保持上述其他参数不变,得到仿真结果如图 4 和图 5 所示.

通过上述各组仿真对比结果可知,基于终端滑模控制策略得到的极值搜索控制系统一体化设计方法不仅能提高系统的动态性能,而且可弥补传统极值搜索控制系统设计方法的不足,增强系统的鲁棒性,这对于提高极值搜索控制的实用性具有很重要的意义.

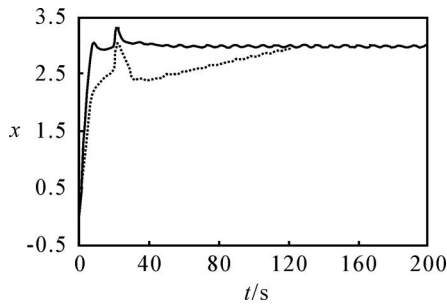


图 4 系统状态变量 x 的仿真结果

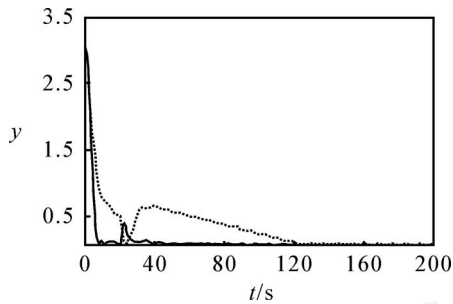


图 5 系统输出 y 的仿真结果

### 5 结 论

对于传统极值搜索控制系统设计中存在的缺陷,考虑到被控系统存在的非线性和不确定性,本文构建了极值搜索算法与被控对象的一体化设计框架,利用终端滑模控制策略,实现了极值搜索控制系统的一体化设计方法.该方法确保了搜索通道能迅速寻找到系统的最优值,同时控制通道可收敛至最优值附近的邻域内.仿真结果对比分析表明,这种一体化设计方法在系统的动态性能和鲁棒性方面都有较大提高,同时验证了该方法的有效性和分析的正确性.

### 参考文献(References)

[1] Tsien H S. Engineering cybernetics [M]. New York: McGraw- Hill Book Company, 1954.  
 [2] Drakunov S, Ozguner U. Optimization of nonlinear system output via sliding mode approach[C]. IEEE Int

Workshop on Variable Structure and Lyapunov Control of Uncertain Dynamical System. Sheffield, 1992: 61-62.  
 [3] Krstic M. Toward faster adaptation in extremum seeking control [C]. Proc of the 39th IEEE Conf on Decision and Control. Phoenix, 1999: 4766-4771.  
 [4] Rotea M A. Analysis of multivariable extremum seeking algorithms[C]. Proc of the American Control Conf. Chicago, 2000: 437-443.  
 [5] Walsh G C. On the application of multi-parameter extremum seeking control [C]. Proc of the American Control Conf. Chicago, 2000: 411-415.  
 [6] Pan Y D, Ozguner U, Acarman T. Stability and performance improvement of extremum seeking control with sliding mode[J]. Int J of Control, 2003, 76 (9/10): 968-985.  
 [7] 左斌, 胡云安, 施建洪. 极值搜索算法的研究与进展[J]. 海军航空工程学院学报, 2006, 21(6): 611-617. (Zuo B, Hu Y A, Shi J H. Research and development of extremum seeking algorithm [J]. J of Naval Aeronautical Engineering Institute, 2006, 21(6): 611-617.)  
 [8] 查旭, 左斌, 胡云安. 利用退火回归神经网络极值搜索算法求纳什均衡解[J]. 控制与决策, 2006, 21(10): 1167-1171. (Zha X, Zuo B, Hu Y A. Nash equilibrium solution by extremum seeking algorithm based on annealing recurrent neural network [J]. Control and Decision, 2006, 21(10): 1167-1171.)  
 [9] Ilker Tunay. Antiskid control for aircraft via extremum seeking [C]. Proc of the American Control Conf. Arlington VA, 2001: 665-670.  
 [10] Tang Y. Terminal sliding mode control for rigid robots [J]. Automatica, 1998, 34(1): 51-56.  
 [11] Polycarpou M M, Ioannou P A. A robust adaptive nonlinear control design [J]. Automatica, 1996, 32(3): 423-427.

(上接第 1266 页)

[11] 郑咸义. 计算方法[M]. 广州: 华南理工大学出版社, 2003. (Zheng X Y. Computational approaches [M]. Guangzhou: South China University of Technology Press, 2003.)

[12] 施吉林, 刘淑珍, 陈桂芝. 计算机数值方法[M]. 北京: 高等教育出版社, 1999. (Shi J L, Liu S Z, Chen G Z. Numerical approaches used in computer [M]. Beijing: Higher Education Press, 1999.)