非线性相似组合系统的鲁棒输出跟踪控制*

陈　兵　张嗣瀛
(东北大学自动控制系·沈阳, 110006)

摘要: 研究一类具有相似结构的非线性不确定组合系统的分散输出跟踪控制问题.利用系统的相似结构,提出一种设计具有相似结构的分散滑模控制器的方法,所设计的控制器,对于所有允许的不确定性,均使系统输出渐近跟踪所给定的参考输出.

关键词: 非线性组合系统; 相似性; 输出跟踪; 滑模控制

Robust Output Tracking Control of Nonlinear Composite Systems with Similarity

Chen Bing　and　Zhang Siying
(Department of Automation, Northeastern University·Shenyang, 110006, P. R. China)

Abstract: This paper considers the decentralized output tracking control of a class of nonlinear uncertain composite systems with similar structure. By using the similar structure of systems, a design scheme of sliding mode decentralized controller is proposed in this note. The controller designed in the note guarantees the output of systems asymptotically tracking the reference output for all allowed uncertainties

Key words: nonlinear composite system; similarity; output tracking; sliding mode control

1　引言(Introduction)

非线性系统的输出跟踪控制在许多实际工程问题中有着广泛的应用.由于各种原因使得难以建立实际系统的精确数学模型,因而受控系统的数学模型中不可避免的带有不确定性.这样按照标称系统参数设计的控制器难以达到预期的性能指标.因此,鲁棒输出跟踪控制器的设计问题近年来得到了国内外学者们的极大重视.文献[1]研究了具有时不变参数不确定性的非线性系统的鲁棒输出跟踪问题,Behtash S和Elmail H L等人利用滑模控制原理研究了具有结构不确定性的非线性系统的鲁棒输出跟踪问题.相对而言,组合大系统,特别是非线性组合大系统这方面的研究结果并不多见.

本文研究一类含有结构不确定性的非线性相似组合系统的鲁棒输出跟踪控制.依据滑模控制原理,利用系统的相似结构给出一种设计鲁棒跟踪控制器的新方法.由于所考虑的系统具有相似结构,这使得所设计的各个分散控制器具有相同的结构.从而,只要获取组合系统的某个子系统的结构信息便可设计出整个系统的分散控制器,使得所研究的问题得到简化.

2　系统的描述及预备知识(System description and preliminaries)

考虑由 N 个不确定子系统互联而成的非线性组合系统 Σ

$$\begin{cases} \dot{x}_i = f_i(x_i) + \Delta f_i(x_i) + g_i(x_i)[I + \\ \qquad \varphi_i(x_i)]u_i + \sum\limits_{j=1, j\neq i}^{N} H_{ij}(x), \\ y_i = h_i(x_i). \end{cases} \tag{1}$$

其中, $i = 1,2,\cdots,N$; $x_i \in \mathbb{R}^n$, $u_i \in \mathbb{R}^m$ 和 $y_i \in \mathbb{R}^m$ 分别是第 i 个子系统的状态、控制输入和输出向量.而 $f_i, g_{ij}(g_i = [g_{i1} \cdots g_{im}])$ 是光滑的向量场, h_i 是光滑函数. $H_{ij}(\cdot)$ 表示第 j 个子系统对第 i 个子系统的影响. Δf_i 和 φ_i 表示第 i 个子系统的不确定性.

假设 1　$H_{ij}(x)$ 满足匹配条件,即存在向量函数 $\varphi_{ij}(x_j)$ 使得下式成立:

$$H_{ij}(x) = g_i(x_i)\varphi_{ij}(x_j), \quad \varphi_{ij}(0) = 0. \tag{2}$$

定义 1　称非线性互联系统 Σ 具有相似结构,如果在某个开集 $D_1(x_{i0})$ 上,它的每个子系统的标称系统

* 国家自然科学基金(69774005),原国家教委博士点专项基金,国家攀登计划和辽宁省教委高校科研基金(9709211121)资助项目.
本文于1997年4月11日收到.1998年8月27日收到修改稿.

$$\begin{cases} \dot{x}_i = f_i(x_i) + g_i(x_i)u_i, \\ y_i = h_i(x_i), i = 1,2,\cdots,N \end{cases} \tag{3}$$

满足下述条件

i) $L_{gik}L_{f_i}^{s}h_{ij}(x_i) = 0,\ \forall k,j = 1,2,\cdots,m;$

$s < r_j - 1,$

ii) $A_i(x_{i0}) =$

$$\begin{bmatrix} L_{gi1}L_{f_i}^{r_1-1}h_{i1} & \cdots & L_{gim}L_{f_i}^{r_1-1}h_{i1} \\ \cdots & \cdots & \cdots \\ L_{gi1}L_{f_i}^{r_m-1}h_{im} & \cdots & L_{gim}L_{f_i}^{r_m-1}h_{im} \end{bmatrix}.$$

问题　设计鲁棒分散控制器以确保系统(1)的输出收敛到指定的参考信号，并保持系统的状态有界．同时要求各个分散控制器在结构上具有一种相似性以反应出全局的信息．即寻求映射和函数 $\alpha_i(\cdot),\beta_i(\cdot)$，使得对于每个分散控制器 u_i 有

$$u_i = U(\alpha_i(x_i),\beta_i(x_i)). \tag{4}$$

其中 $\alpha_i(\cdot),\beta_i(\cdot)$ 仅与第 i 个子系统的结构信息有关．

3　非线性不确定组合系统的输入输出线性化及分散控制器的设计(I/O linearization of nonlinear uncertain composite system and design of controller)

本文总是假定系统(1)具有相似结构．根据定义1，每个子系统的标称系统在其平衡点附近具有完全一致的相对度 $r = \{r_1\cdots r_m\}$．假设 $G_i = \mathrm{span}\{g_{i1}\cdots g_{im}\}(i = 1,2,\cdots,N)$ 是对合分布，则根据文献[4]存在微分同胚局部坐标变换 $(z_i,\eta_i) = T_i(x_i)(i = 1,2,\cdots,N)$，经适当的状态反馈后，将系统(3)输入输出线性化．注意到：$H_{ij} = g_i(x_i)\varphi_{ij}(x_j)$，从而，$L_{H_{ij}}L_{f_i}^{r_k-1}h_{ik} = \sum_{s=1}^{m}(L_{gis}L_{f_i}^{r_k-1}h_{ik})[\varphi_{ij}(x_j)]^s$．其中 $[\varphi_{ij}(x_j)]^s$ 表示 $\varphi_{ij}(x_j)$ 的第 s 个分量．若记

$z_i = \mathrm{col}[z_{i1}\cdots z_{im}]$，$z_{ik} = \mathrm{col}[z_{k1}^i\cdots z_{kr_k-1}^i]$，

$z_{ir} = \mathrm{col}[z_{1r_1}^i\cdots z_{mr_m}^i]$；

$b_i = \mathrm{col}[L_{f_i}^{r_1}h_{i1}\cdots L_{f_i}^{r_m}h_{im}]$，

$\Delta b_{i1} = \mathrm{col}[L_{\Delta f_i}h_{i1}\cdots L_{\Delta f_i}L_{f_i}^{r_1-2}h_{i1}\cdots L_{\Delta f_i}h_{im}\cdots L_{\Delta f_i}L_{f_i}^{r_m-2}h_{im}]$，

$\Delta b_{i2} = \mathrm{col}[L_{\Delta f_i}L_{f_i}^{r_1-1}h_{i1}\cdots L_{\Delta f_i}L_{f_i}^{r_m-1}h_{im}]$，

取反馈 $u_i = A_i^{-1}(V_i - b_i)$，其中 V_i 是新的控制变量用于对系统的二次设计，则在新坐标下，系统(1)可以被表示成为下述形式：

$$\begin{cases} \dot{z}_i = \mathrm{diag}[A^1\cdots A^m]z_i + \mathrm{diag}[B^1\cdots B^m]z_{ir} + \Delta b_{i1}, \\ \dot{z}_{ir} = \Delta b_{i2} + V_i + \Delta A_iA_i^{-1}V_i + \sum_{j\neq i}^{N}A_i\varphi_{ij}, \\ \dot{\eta}_i = q_i(z_i,z_{ir},\eta_i) + \Delta q_i(z_i,z_{ir},\eta_i), \\ i = 1,2,\cdots,N. \end{cases} \tag{5}$$

其中，ΔA_i 表示了新坐标下输入增益的不确定性．Δq_i 则表示了原系统中非匹配不确定性在新坐标下对零动态系统的影响．矩阵对 (A^k,B^k) 是 Brunovsky 可控标准型．根据文献[4]，对于系统(1)的控制问题现在转换为系统(5)的控制问题．研究系统(5)的一个基本假设是：

假设2　零动态系统 $\dot{\eta}_i = q_i(0,\eta_i)$ 是指数稳定的；对于 $q_i(z_i,\eta_i)$ 存在正常数 L_i 满足下面的不等式

$$\| q_i(z_i,\eta_i) - q_i(0,\eta_i)\| \leqslant L_i\| z_i\|. \tag{6}$$

根据文献[5]，对于 Δq_i 的一个基本假设是：

假设3　存在正常数 a_{i1},a_{i2}，使得下面的不等式成立

$$\|\Delta q_i\| \leqslant a_{i1}\|(z_i,z_{ir})\| + a_{i2}\|\eta_i\|. \tag{7}$$

根据假设2，存在李亚普诺夫函数 $v_{io}(\eta_i)$ 满足下面的不等式

$$\begin{cases} c_{i1}\|\eta_i\|^2 \leqslant v_{io}(\eta_i) \leqslant c_{i2}\|\eta_i\|^2, \\ \dfrac{\partial v_{io}}{\partial \eta_i} \leqslant -c_{i3}\|\eta_i\|^2,\ \left\|\dfrac{\partial v_{io}}{\partial \eta_i}\right\| \leqslant c_{i4}\|\eta_i\|. \end{cases} \tag{8}$$

假设4　存在已知函数 $d_i(\cdot) \geqslant 0, d_{ij}(\cdot) \geqslant 0(i,j = 1,2,\cdots,N; i\neq j)$，使得

$$\|\Delta f_i\| \leqslant d_i(x_i),\quad \|\varphi_{ij}\| \leqslant d_{ij}(x_j). \tag{9}$$

由 $\Delta b_{i1},\Delta b_{i2}$，的结构知，若记

$M_{i1} = [(dh_{i1})^{\mathrm{T}}\cdots(dL_{f_i}^{r_1-2}h_{i1})^{\mathrm{T}}\cdots(dh_{im})^{\mathrm{T}}\cdots(dL_{f_i}^{r_m-2}h_{im})^{\mathrm{T}}]^{\mathrm{T}}$，

$M_{i2} = [(dL_{f_i}^{r_1-1}h_{i1})^{\mathrm{T}}\cdots(dL_{f_i}^{r_m-1}h_{im})^{\mathrm{T}}]^{\mathrm{T}}$，

则 $\Delta b_{i1} = M_{i1}\Delta f_i, \Delta b_{i2} = M_{i2}\Delta f_i$．现在给定参考输出信号为：

$$y_{di} = \mathrm{col}[y_{di1}\cdots y_{dim}],(i = 1,2,\cdots,N). \tag{10}$$

记系统输出与参考信号的误差为

$$\begin{cases} e_{k1}^i = z_{k1}^i - y_{dik},\ e_{ks}^i = \dot{e}_{ks-1}^i, 2\leqslant s\leqslant r_1,\cdots,r_m, \\ k = 1,2,\cdots,m;\ i = 1,2,\cdots,N. \end{cases} \tag{11}$$

则得到下面的误差状态方程：

$$\begin{cases} \dot{e}_i = \mathrm{diag}[A^1\cdots A^m]e_i + \mathrm{diag}[B^1\cdots B^m]e_{ir} + \Delta b_{i1}, \\ \dot{e}_{ir} = \Delta b_{i2} - y_{di}^{(r)} + (I + \Delta A_iA_i^{-1})V_i + \sum_{j\neq i}^{N}A_i\varphi_{ij}, \\ \dot{\eta}_i = q_i(z_i,z_{ir},\eta_i) + \Delta q_i, \\ i = 1,2,\cdots,N. \end{cases} \tag{12}$$

其中，$y_{di}^{(r)} = \mathrm{col}[y_{di1}^{(r_1)} \cdots y_{dim}^{(r_m)}]$，$e_i = \mathrm{col}[e_{11}^i \cdots e_{1r_1-1}^i \cdots e_{m1}^i \cdots e_{mr_m-1}^i]$，$e_{ir} = \mathrm{col}[e_{1r_1}^i \cdots e_{mr_m}^i]$，$y_{dik}^{(s)}$ 表示y_{di}的第 k 个分量的第 s 阶导数.对于参考输出信号，做下面假设：

假设 5　存在常数 $b_d > 0$ 使下面的不等式成立

$$\| \mathrm{col}[y_{di1} \cdots y_{di1}^{(r_1)} \cdots y_{dim} \cdots y_{dim}^{(r_m)}] \| \leqslant b_d. \tag{13}$$

现在设计切换面为

$$S_i = Ce_i + e_{ir}, \quad C = \mathrm{diag}[C_1 \cdots C_m]. \tag{14}$$

要求矩阵 C 具有下述性质

$$\mathrm{diag}[A^1 \cdots A^m] - B_oC = A_o$$

是 Hurwitz 稳定的.其中 $B_o = \mathrm{diag}[B^1 \cdots B^m]$.于是，鲁棒分散跟踪控制器按下式设计

$$\begin{aligned}
&V_i = V_{i1} + V_{i2}, \\
&V_{i1} = -k_{i1}\mathrm{sgn}S_i - CA_oe_i - CB_oS_i + y_{di}^{(r)}, \\
&k_{i1} = \frac{1}{1-\lambda_o}\{(\|M_{i2}\| + \|C\|\|M_{i1}\|)d_i(x_i) + \\
&\qquad \|b_i(x_i)\| + 2\|e_i^TP\|\|M_{i1}\|d_i(x_i) + \\
&\qquad (N-1)\|A_i\|^2 + \sum_{j=1,j\neq i}^{N} d_{ji}^2(x_i) + \|CA_o\|\|e_i\| + \\
&\qquad \|CB_o\|\|S\| + \frac{c_{i4}^2b_d^2}{\varepsilon} + b_d\}_{x_i = T_i^{-1}(z_i,z_{ir},\eta_i)}, \\
&V_{i2} = -k_oS_i^TS_i\mathrm{sgn}S_i,\ k_o = \frac{1}{1-\lambda_o}\{1 + 4\|PB_o\| + \frac{r_o}{\varepsilon}\}, \\
&\lambda_o = \max_{1\leqslant i\leqslant N}\{\lambda_i\},\ r_o = \max_{1\leqslant i\leqslant N}\{r_ic_{i4}^2(L_i + a_{i1})^2\}.
\end{aligned} \tag{15}$$

其中正常数 r_i, ε 将在后面给予说明.若记

$$\begin{aligned}
&a_o = \frac{1}{1-\lambda_o},\ c_o = \|CB_o\| + \frac{1}{\varepsilon}c_{i4}^2b_{di}^2 + b_d, \\
&\alpha_i(x_i) = (\|CM_{i1}\| + 2\|e_i^TPM_{i1}\| + \|M_{i2}\|)d_i + \|b_i\|, \\
&\beta_i(x_i) = CA_oe_i + CB_oS_i - y_{di}^{(r)}, \\
&\phi_i(x_i) = (N-1)\|A_i\|^2 + \sum_{j=1,j\neq i}^{N} d_{ji}^2.
\end{aligned}$$

则

$$\begin{aligned}
V_i = &a_o\{\alpha_i(T_i^{-1}(z_i,z_{ir},\eta_i)) + \\
&\phi_i(T_i^{-1}(z_i,z_{ir},\eta_i))\}\mathrm{sgn}S_i - \beta_i(T_i^{-1}(z_i,z_{ir},\eta_i)).
\end{aligned}$$

显然，每个分散控制器在结构上是相同的，当获取某个子系统的结构信息后，可按照同一结构来构造每个控制器.利用坐标变换 $(z_i, z_{ir}, \eta_i) = T_i(x_i)$ 及式 $u_i = A_i^{-1}(V_i + b_i)$ 可得到系统(1)的分散控制器

$$\begin{aligned}
u_i = &A_i^{-1}(y_{di}^{(r)} - k_i\mathrm{sgn}S_i - k_o\mathrm{sgn}S_i - b_i - \\
&CA_oe_i - CB_oS_i)_{(z_i,z_{ir},\eta_i) = T_i(x_i)}.
\end{aligned} \tag{16}$$

关于系统(1)的输出跟踪问题，我们有下述结论：

定理 1　考虑系统(1)和(5)分别满足假定 1～4.如果对于 $i = 1,2,\cdots,N$ 有

$$c_{i3} - c_{i4}a_{i2} > 0;\ \|\Delta A_iA_i^{-1}\| \leqslant \lambda_i < 1,$$

则系统(1)在控制(16)作用下，其输出可渐近跟踪满足假设 5 的参考输出信号 $y_{di}(i = 1,2,\cdots,N)$.同时，闭环系统的状态保持有界.

注　由于系统(1)的输入输出线性化，是在其每个子系统的标称系统存在局部坐标变换的假设下而得到的，因此，上述结果是局部性质的.

证　只须证明在同一条件下，定理结论对于系统(5)及(15)成立即可.由式(14)解出 $e_{ir} = S_i - Ce_i$ 代入到式(12)中，得到

$$\dot{e}_i = A_oe_i + B_oS_i + \Delta b_i. \tag{17}$$

再由式(14)和式(12)中第三式，可得到

$$\begin{aligned}
\dot{S}_i = &CA_oe_i + CB_oS_i + C\Delta b_{i1} + \Delta b_{i2} + V_i + \\
&\Delta A_iA_i^{-1}[V_i - b_i] + \sum_{j=1,j\neq i}^{N} A_i\varphi_j - y_{di}^{(r)}.
\end{aligned} \tag{18}$$

从而由式(17)，(18)和式(12)中第二式得到系统(12)的等价系统

$$\begin{cases}
\dot{e}_i = A_oe_i + B_oS_i + \Delta b_{i1}, \\
\dot{S}_i = CA_oe_i + CB_oS_i + Cb_{i1} + \Delta b_{i2} + V_i + \\
\qquad \Delta A_iA_i^{-1}[V_i - b_i] + \sum_{j=1,j\neq i}^{N} A_i\varphi_{ij} - y_{di}^{(r)}, \\
\dot{\eta}_i = q(z_i, z_{ir}, \eta_i) + \Delta q_i.
\end{cases} \tag{19}$$

取 Lyapunov 函数为

$$v = \sum_{i=1}^{N}[e_i^TPe_i + \|S_i\| + r_iv_{io}]. \tag{20}$$

其中 v_{io} 由式(8)给出.I 是单位矩阵，P 满足下述 Lyapunov 方程

$$A_o^TP + PA_o + 2I = 0. \tag{21}$$

那么 v 沿着系统(19)的时间导数由下式给出：

$$\begin{aligned}
\dot{v} = &\sum_{i=1}^{N}2e_i^TP[A_oe_i + B_oS_i + \Delta b_{i1}] + \sum_{i=1}^{N}\frac{S_i^T}{\|S_i\|}[CA_oe_i + \\
&CB_oS_i + C\Delta b_{i1} + \Delta b_{i2} + V_i + \Delta A_iA_i^{-1}(V_i - b_i) + \\
&\sum_{j=1,j\neq i}^{N}A_i\varphi_j - y_{di}^{(r)}] + \sum_{i=1}^{N}r_i\frac{\partial v_{io}}{\partial \eta_i}[q_i(0,0,\eta_i) + \\
&q_i(z_i,z_{ir},\eta_i) - q_i(0,0,\eta_i) + \Delta q_i].
\end{aligned} \tag{22}$$

由式(21)及不等式 $2ab \leqslant \frac{1}{\varepsilon}a^2 + \varepsilon b^2 (\varepsilon > 0)$，有

$$\sum_{i=1}^{N}2e_i^TP[A_oe_i + B_oS_i + \Delta b_{i1}] \leqslant$$

$$\sum_{i=1}^{N}[-2\|e_i\|^2+\frac{1}{4}\|e_i\|^2+4\|PB_o\|\|S_i\|^2+2\|e_i^{\mathrm{T}}P\Delta b_{i1}\|]. \tag{23}$$

由假设4,5及等式 $\sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1,j\neq i}^{N}a_{ij}=\sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1,j\neq i}^{N}a_{ji}$ 和 V_i 的定义可以得到

$$\sum_{i=1}^{N}\frac{S_i^{\mathrm{T}}}{\|S_i\|}[CA_oe_i+CB_oS_i+C\Delta b_{i1}+\Delta b_{i2}+$$
$$V_i+\Delta A_iA_i^{-1}(V_i-b_i)+\sum_{j=1,j\neq i}^{N}A_i\varphi_{ij}-y_{di}^{(r)}]\leqslant$$
$$\sum_{i=1}^{N}[\|CA_o\|\|e_i\|+\|CB_o\|\|S_i\|+\|C\Delta b_{i1}\|+$$
$$\|\Delta b_{i2}\|+\|b_i\|+(N-1)\|A_i\|^2+\sum_{j=1,j\neq i}^{N}d_{ij}^2+b_d]-$$
$$\sum_{i=1}^{N}[\|CA_o\|\|e_i\|+\|CB_o\|\|S_i\|+\|C\Delta b_{i1}\|+$$
$$\|\Delta b_{i2}\|+\|b_i\|(N-1)\|A_i\|^2+\sum_{j=1,j\neq i}^{N}d_{ij}^2+b_d]+$$
$$\sum_{i=1}^{N}[\frac{1}{2}\|S_i\|^2-k_o\|S_i\|^2-2\|e_i^{\mathrm{T}}P\|\|M_{i1}\|d_i]\leqslant$$
$$-\sum_{i=1}^{N}[\frac{1}{2}+4\|PB_o\|^2+\frac{r_o}{\varepsilon}c_{i4}^2(L_i+a_{i1})^2]\|S_i\|^2-$$
$$\sum_{i=1}^{N}2\|e_i^{\mathrm{T}}P\|\|M_{i1}\|d_i. \tag{24}$$

利用式(11),(13),(14),我们得到不等式

$$\|(z_i,z_{ir})\|\leqslant(1+\|C\|)\|e_i\|+\|S_i\|+2b_d. \tag{25}$$

由式(7),(8)及(25),容易证得

$$\sum_{i=1}^{N}\frac{\partial v_{io}}{\partial \eta_i}[q_i(0,0,\eta_i)+$$
$$q_i(z_i,z_{ir},\eta_i)-q_i(0,0,\eta_i)+\Delta q_i]\leqslant$$
$$-\sum_{i=1}^{N}[c_{i3}-2\varepsilon-c_{i4}a_{i2}]\|\eta\|^2+$$
$$\sum_{i=1}^{N}\frac{1}{\varepsilon}c_{i4}^2(1+\|C\|)^2(L_i+a_{i1})^2\|e_i\|^2+$$
$$\sum_{i=1}^{N}\frac{1}{\varepsilon}c_{i4}^2(L_i+a_{i1})^2\|S_i\|^2+\sum_{i=1}^{N}\frac{c_{i4}^2b_d^2(L_i+a_{i1})^2}{\varepsilon}. \tag{26}$$

将式(23),(24)和(26)代入式(22),得到

$$\dot v\leqslant-\sum_{i=1}^{N}[2-\frac{1}{4}-r_i\frac{1}{\varepsilon}c_{i4}^2(L_i+a_{i1})^2(1+$$
$$\|C\|)^2]\|e_i\|^2-\sum_{i=1}^{N}[1+4\|PB_o\|+$$
$$r_o\frac{1}{\varepsilon}c_{i4}^2(L_i+a_{i1})^2-4\|PB_o\|+r_o\frac{1}{\varepsilon}c_{i4}^2(L_i+$$
$$a_{i1})^2]\|S_i\|^2-\sum_{i=1}^{N}[c_{i3}-2\varepsilon-c_{i4}a_{i2}]\|\eta_i\|^2. \tag{27}$$

由于 $c_{i3}-c_{i4}a_{i2}>0$ 可首先选取 ε 满足 $c_{i3}-2\varepsilon-c_{i4}a_{i2}=k_{io}>0$,然后取 r_i,使得

$$r_i\frac{1}{\varepsilon}c_{i4}^2(1+\|C\|)^2(L_i+a_{i1})^2\leqslant 1.$$

从而,由式(27)可得

$$\dot v\leqslant-\sum_{i=1}^{N}[\frac{1}{2}\|e_i\|^2+\frac{1}{2}\|S_i\|^2+k_{io}\|\eta_i\|^2].$$

至此,定理结论得证.

4 结束语(Conclusion)

利用相似组合系统的结构特点,本文讨论了非线性不确定组合系统的鲁棒输出跟踪控制问题.系统的相似结构使得所设计的各个分散控制器在结构上具有一致性,而各个切换函数在结构上完全一致,这些使得对于系统的分析与设计得到了简化.

参考文献(References)

1 马晓军,文传源.具有参数不确定性的非线性系统的鲁棒输出跟踪.自动化学报,1997,23(3):354-360

2 Behtash S. Robust output tracking for nonlinear uncertain systems. Int. J. Control, 1990, 51(6):1380-1407

3 Elmali H L. Robust output tracking control of nonlinear MIMO system via sliding mode technique. Automatica, 1992, 28(1):145-151

4 Isidori A. Nonlinear Control System. Berlin: Springer-Verlag, 1989

5 Lia T L, Fu L C and Chen F H. Output tracking control of nonlinear system with mismatched uncertainties. Systems and Control Letters, 1992, 18(1):39-47

本文作者简介

陈 兵 1958年生.1982年毕业于辽宁大学数学系,1991年于哈尔滨工业大学数学系基础数学专业获理学硕士学位.1998年于东北大学自控系控制理论与应用专业毕业,获博士学位.现在东北大学博士后工作站做博士后研究.研究方向为复杂控制系统结构性质及鲁棒控制.

张嗣瀛 见本刊1999年第1期第99页.