第 23 卷　第 1 期
1997 年 1 月

自　动　化　学　报
ACTA AUTOMATICA SINICA

Vol. 23, No. 1
January, 1997

具有任意非线性输入的鲁棒模型参考自适应控制[1)]

余　文[①]　M. De la Sen[②]　柴天佑[①]

([①]东北大学自动化研究中心　沈阳　110006)

([②]Departamento de Electricidad y Electrónica
Universidad del país Vasco, Aptdo. 644 de Bilbao, Spain)

摘　要　提出了一种分析具有任意非线性输入的模型参考自适应(MRAC)的新方法,它不要求对象是稳定的,允许系统存在未建模动态和有界扰动.同时给出了一种提高非线性输入自适应系统特性的补偿方案,它通过在控制律中引入跟踪误差,可以提高系统的暂态及稳态精度,而又不破坏 MRAC 系统的收敛特性.

关键词　任意非线性输入,模型参考自适应,鲁棒控制,控制性能.

1　前言

实际控制系统的输入一般均具有不同程度非线性特征,如饱和、死区、滞环等,它们会破坏自适应系统特性,甚至引起系统失稳.许多学者对于具有一些典型的非线性输入的自适应控制,如死区、滞环、饱和等,进行了深入研究.但是当输入进入象饱和这样的非线性区时,无法进一步施加控制作用,所以一般要求模型是稳定[1]、有限增益稳定[2],或放宽到单位圆上有极点.对于不稳定系统,需要使用辅助误差等信号,而且要求系统是最小相位以及控制器参数上界已知等初始条件[3].此外非线性输入会破坏系统的暂态及稳态精度,文[4]利用辨识误差补偿给出了提高 MRAC 暂态性的方法.对于未建模动态、有界扰动以及非线性输入如何影响自适应控制的暂态及稳态性,却很少有人研究.

文本的目的是放宽分析非线性输入的约束.首先,允许系统具有加和乘形式的未建模动态,以及有界扰动;其次,允许系统是开环不稳定和非最小相位;最后,输入非线性可以是任意形式.为提高闭环特性,本文还提出了一种新型的鲁棒模型参考自适应修改策略,将输出误差反馈到控制律中.不仅可以克服输入非线性产生的稳态精度下降问题,而且可以防止参数不确定引起的系统暂态性恶化问题.

2　任意非线性输入的控制器结构

考虑单输入单输出对象 $y(t)=G(s)u(t)+\Delta_3(s)d(t)$. $G(s)$是严格真传递函数, $G(s)$

[1)] 辽宁省博士起动基金资助.
收稿日期　1995-08-09

$=G_0(s)[1+\mu\Delta_2(s)]+\mu\Delta_1(s)$,$G_0$ 是建模部分. $\mu\Delta_1(s)$,$\mu\Delta_2(s)$是加和乘形式未建模动态. Δ_3 是有界扰动 $d(t)$的传递函数;y,u 是输出和输入. G_0 满足 $G_0(s)=k_p\dfrac{Z_0(s)}{R_0(s)}$.

对系统作如下假设:(1)R_0 是 n 维首 1 多项式;Z_0 是首 1 Hurwitz 多项式,维数是 m ($\leqslant n-1$). (2)k_p 的符号及 m,n 已知,不失一般性,假设 $k_p>0$. (3) $\Delta_i(s-p),i=1,2,3$ 稳定,$p>0$ 其下界 p_0 已知. (4)Δ_1,Δ_3是严格真的稳定传递函数,Δ_2 稳定. (5)输入具有非线性特征,即 $u(t)=NL[v(t)]\leqslant M,M>0,t\geqslant 0$.

参考模型采用形式 $\dfrac{y_m(s)}{r(s)}=W_m(s)=k_m\dfrac{1}{D_m(s)}$. 其中 $D_m(s)$是首 1 Hurwitz 多项式,维数是 $n^*=n-m$,$r(t)$是一致有界参考输入.

利用 $u(t),y(t)$产生辅助向量 $\dot{\omega}_1=F\omega_1+qu$, $\dot{\omega}_2=F\omega_2+qy$. 其中 F 是$(n-1)\times(n-1)$维稳定矩阵,(F,q)可控,$\omega^{\mathrm{T}}=[\omega_1^{\mathrm{T}},\omega_2^{\mathrm{T}},y]\in\mathscr{R}^{2n-1}$. 控制输入为

$$v(t)=\theta^{\mathrm{T}}\omega(t)+c_0r(t),\qquad u(t)=NL[v(t)]. \tag{1}$$

其中 $\theta^{\mathrm{T}}=[\theta_1^{\mathrm{T}},\theta_2^{\mathrm{T}},\theta_3]\in\mathscr{R}^{2n-1}$是控制参数向量,$c_0$ 是前馈参数. 若 k_p 已知(k_p 未知时,采用文[2]提出的方法可以得出类似结论),不失一般性,设 $k_p=k_m=1$,即 $c_0=1$. 采用自适应调节律修改控制器参数向量

$$\begin{gathered}\dot{\theta}=-\Gamma\frac{\varepsilon_1\zeta}{m^2}-\Gamma|\delta|\theta,\ \Gamma=\Gamma^{\mathrm{T}}>0,\ \dot{\delta}=-a_1\delta-a_0\frac{\varepsilon_1}{m},\\ \varepsilon_1=y-y_m+\theta^{\mathrm{T}}\zeta-W_m\theta^{\mathrm{T}}\omega,\ \zeta=W_m(s)I\omega,\\ \dot{m}=-\delta_0m+\delta_1(|u|+|y|+1),\ m(0)\geqslant\frac{\delta_1}{\delta_0}.\end{gathered} \tag{2}$$

其中　a_i,δ_i 为正的常数,m 为正则化信号,ε_1 为辨识误差.

由自适应算法(1)(2)可得

$$y(t)=W_m(s)[\phi^{\mathrm{T}}\omega+r]+\mu\eta+\xi_1+\xi_2 \tag{3}$$

其中　$\phi=\theta-\theta^*$,$\theta^{*\mathrm{T}}=[\theta_1^{*\mathrm{T}},\theta_2^{*\mathrm{T}},\theta_3^*,]$是期望的控制器参数. $\eta=\overline{\Delta}_1u(t)$,$\xi_1=\overline{\Delta}_3d(t)$,$\xi_2=W_m\bar{u}(t)$,$\overline{\Delta}_1=W_m\Delta_2(1-F_1)+\Delta_1(1+W_mF_2)$, $\overline{\Delta}_3=\Delta_3[1+W_mF_2]$,$F_1=\theta_1^{*\mathrm{T}}(sI-F)^{-1}q$,$F_2=\theta_2^{*\mathrm{T}}(sI-F)^{-1}q+\theta_3^*$,$\bar{u}(t)=u(t)-v(t)$. 我们称 $\bar{u}(t)$为"非线性输入误差".

系统的误差方程为

$$\begin{cases}\dot{e}=A_ce+b_c\phi^{\mathrm{T}}\omega+\mu b_{c1}\eta_1+\mu b_{c2}\eta_2+b_{c1}\bar{\xi}_1+b_c\bar{u},\\ e_1=h_c^{\mathrm{T}}e+\mu\eta_1+\bar{\xi}_1.\end{cases} \tag{4}$$

其中　$e=Y_c-\omega_m$,$e_1=y-y_m$, $b_c^{\mathrm{T}}=[b^{\mathrm{T}},q^{\mathrm{T}},0]$,$\bar{\xi}_1=\Delta_3d(t)$,$\eta_1=\Delta_1u(t)$,$\eta_2=\dfrac{\Delta_2}{q}u(t)$,$b_{c1}=[b^{\mathrm{T}}\theta_3^*,q^{\mathrm{T}}\theta_3^*,q^{\mathrm{T}}]$,$b_{c2}^{\mathrm{T}}=[b^{-\mathrm{T}},0,0]$,$Y_c,\omega_m,A_c,q,\bar{b}$ 的定义与文[5]一致.

3　鲁棒性分析

定理 1　对于有界初始条件,ϕ,δ 一致有界.

证明　取正定函数 $V=\dfrac{1}{2}\phi^{\mathrm{T}}\Gamma^{-1}\phi+\dfrac{1}{2}\delta^2$,且 $\varepsilon_1=\phi^{\mathrm{T}}\zeta+\mu\eta+\xi_3$,则

$$\dot{V} = -(\phi^{\mathrm{T}}\zeta)^2/m^2 - |\delta|\theta^{\mathrm{T}}\phi - \mu\eta\phi^{\mathrm{T}}\zeta/m^2 - \phi^{\mathrm{T}}\zeta\xi_3/m^2 - a_1\delta^2 - a_0\delta\varepsilon_1/m, \tag{5}$$

$$\dot{V} \leqslant -\frac{1}{2}\frac{\phi^{\mathrm{T}}\zeta}{m} - \frac{1}{2}\left[\frac{\phi^{\mathrm{T}}\zeta}{m} - \mu g_2 - \bar{d} - g_{14}\right]^2 - |\delta|\left[\|\phi\| + \frac{\|\phi^*\|^2}{2} + a_1|\delta| - \frac{\|\phi^*\|}{8a_1} - \frac{a_0|\varepsilon_1|}{2ma_1}\right]^2 + a_1\left[\frac{\|\phi^*\|}{8a_1} + \frac{a_0}{2a_1}g_7\right]^2 + \left(\frac{\mu g_2 + \bar{d} + g_{14}}{2}\right)^2 \tag{6}$$

在时间段$[t,t+T]$,若$\delta(t)=0$,由(2)可知$\phi=0$,这样$\dot{V}=0$;若$\delta(t)\neq 0$,由于$|\delta|[\|\phi\|+\frac{\|\phi^*\|}{2}]^2>0$,(6)式不等号右边其他项非负. 当$V>V_0>0$,$V_0=a_1\left[\frac{\|\phi^*\|}{8a_1}+\frac{a_0}{2a_1}g_7\right]^2+\left(\frac{\mu g_2+\bar{d}+g_{14}}{2}\right)^2$,$\dot{V}<0$. 所以$\phi,\delta$一致有界.

所以对于自适应控制(1)(2),存在正的常数$g_i,a_i\bar{v}$满足$\frac{|v|}{m}\leqslant g_5+\varepsilon_t$,$\frac{|y|}{m}\leqslant g_6+\varepsilon_t$,$\frac{|u|}{m}\leqslant g_8$,$\frac{|W_m v|}{m}\leqslant g_{13}+\varepsilon_t$,$\frac{|\bar{u}|}{m}\leqslant\bar{v}+\varepsilon_t$,$\frac{|\xi^{(i)}|}{m}\leqslant a_i+\varepsilon_t$.

定理 2 存在$\mu^*,\bar{v}^*,\bar{d}^*>0$,当$\mu\in[0,\mu^*]$,$\bar{d}\in[0,\bar{d}^*]$,$\bar{v}\in[0,\bar{v}^*]$时,对任何有界初始条件,自适应控制(4)—(9)中的有信号有界. 且对常数$q_i>0$、$\bar{\varepsilon}>0$,跟踪误差$e_1(t)$属于集合

$$D_e = \left\{e_1 : \lim_{T\to\infty}\frac{1}{T}\int_{t_0}^{t_0+T}|e_1(r)|\mathrm{d}r \leqslant q_9\mu + aq_{10}\bar{d} + q_{11}\bar{v} + \bar{\varepsilon},\ \forall\ t_0\geqslant 0, T>0\right\}. \tag{7}$$

证明 取正定函数$W=k_1e^{\mathrm{T}}Pe+m^2/2$,$k_1>0$,$P$满足$P^{\mathrm{T}}=P>0$,$PA_c+A_c^{\mathrm{T}}P=-I$. 使用(4)有

$$\dot{W} = -k_1\|e\|^2 + 2k_1e^{\mathrm{T}}Pb_c(\phi^{\mathrm{T}}\omega) + 2\mu k_1e^{\mathrm{T}}P(b_{c1}\eta_1 + b_{c2}\eta_2) + 2k_1e^{\mathrm{T}}Pb_{c1}\bar{\xi}_1 + 2k_1e^{\mathrm{T}}P\bar{b}_c\bar{u} - \delta_0m^2 + \delta_1(|u| + |y| + 1), \tag{8}$$

利用文[5]的不等式$|u|+|y|\leqslant C_1\|e_1\|+C_2+\mu C_3|\eta_1|$有

$$\begin{aligned}\dot{W} \leqslant & -k_1\|e\|^2 + k_1r_{10}\|e\|\,|\phi^{\mathrm{T}}\omega| - \frac{\delta_0}{7}m^2 - \frac{\delta_0}{7}\left[\left(m - \frac{7\mu k_1r_{11}\|e\|}{2\delta_0}\right)^2\right.\\ & + \left(m - \frac{7\bar{v}k_1r_{10}\|e\|}{2\delta_0}\right)^2 + \left(m - \frac{7g_9k_1r_{12}\|e\|}{2\delta_0}\right)^2\\ & \left. + \left(m - \frac{7\beta_0}{2\delta_0}\right)^2 + \left(m - \frac{7\beta_1\|e\|}{2\delta_0}\right)^2 + \left(1 - \frac{7\mu\delta_1r_{13}}{\delta_0}\right)m^2\right]\\ & - \frac{7}{4\delta_0}\|e\|^2\left(\frac{2}{7}k_1\delta_0 - \mu^2k_1^2r_{11}^2 - \bar{v}^2k_1^2r_{10}^2 - g_9^2k_1^2r_{12}^2 - \beta_1^2\right) + \frac{7\beta_0^2}{4\delta_0}\end{aligned} \tag{9}$$

由于$\dot{W}\leqslant-\beta W+\beta_3\frac{|\phi^{\mathrm{T}}\omega|}{m}W+\beta_4$. 则对应系统$\dot{W}_0=-\beta W_0+\beta_3\frac{|\phi^{\mathrm{T}}\omega|}{m}W_0+\beta_4$. 齐次部分$\dot{W}_0=-\beta W_0+\beta_3\frac{|\phi^{\mathrm{T}}\omega|}{m}W_0$所以$W_0(t)=W_0(t_0)\exp[\int_{t_0}^{t}(\beta-\beta_3\frac{|\phi^{\mathrm{T}}\omega|}{m}dr]$. 且$W_0=0$是指数稳定,这样

$$\beta > \beta_3\left[\frac{r_2}{\varepsilon_0^2}\mu^2 + \frac{r_3}{\sqrt{\varepsilon_0}}\mu + r_4\varepsilon_0^{\rho} + \frac{\alpha_0}{\alpha_1}\frac{r_5}{\varepsilon_0^2} + \frac{r_6}{\varepsilon_0^2}\bar{d}^2 + \frac{r_7}{\sqrt{\varepsilon_0}}\bar{d} + \frac{r_8}{\varepsilon_0^2}\bar{v}^2 + \frac{r_9}{\sqrt{\varepsilon_0}}\bar{v}\right]. \tag{10}$$

取$\varepsilon_0\leqslant\min\left[\left(\frac{\beta}{9\beta_3r_4}\right)^{\frac{1}{\rho}},1\right]$,$\frac{\alpha_0}{\alpha_1}<\frac{\beta\varepsilon_0^2}{9\beta_3r_5}$,若设$\frac{\alpha_0}{\alpha_1}<\min\left[\frac{\beta}{9\beta_3r_5}\left(\frac{\beta}{9\beta_3r_4}\right)^{\frac{2}{\rho}},\frac{\beta}{9\beta_3r_5}\right]$,$\mu^*=\min$

$\left[\sqrt{\frac{\beta}{9\beta_3 r_2}}\varepsilon_0, \frac{\beta}{9\beta_3 r_3}\sqrt{\varepsilon_0}, \mu_0\right]$, $\bar{v}^* = \min\left[\sqrt{\frac{\beta}{9\beta_3 r_6}}\varepsilon_0, \frac{\beta}{9\beta_3 r_7}\sqrt{\varepsilon_0}, \bar{v}_0\right]$, $\bar{d}^* = \min\left[\sqrt{\frac{\beta}{9\beta_3 r_8}}\varepsilon_0, \frac{\beta}{9\beta_3 r_9}\right]$. 这里 $\bar{d}_0$ 是当 $\frac{|\bar{\xi}_1|}{m}$ 的上界取为 g_9^0 时,对应 $\frac{|\xi_1|}{m}$ 的上界. 则取 $\mu\in[0,\mu^*]$,$\bar{d}\in[0,\bar{d}^*]$,$\bar{v}\in[0,\bar{v}^*]$,由(9)可知 W 有界,即 e,m 有界. m 有界意味自适应控制所有信号有界.

由于 $e_1=y-y_m=W_m\phi^{\mathrm{T}}\omega+\mu\eta+\xi_1+W_m\bar{u}$,它的最小状态实现为

$$\dot{e}_0 = A_m e_0 + b_m(\phi^{\mathrm{T}}\omega + \bar{u}),\ e_1 = h_m^{\mathrm{T}} e_0 + \mu\eta + \xi_1.$$

这里　$W_m=h_m^{\mathrm{T}}(sI-A_m)^{-1}b_m$,所以

$$|e_1(t)| \leqslant \beta_5 \| e_0(t_0) \| \exp[-q_1(t-t_0)] + \beta_6\int_{t_0}^{t} |\phi^{\mathrm{T}}\omega|\exp[-q_1(t-\tau)]d\tau$$

$$\beta_7\mu + \beta_8 + \beta_9\bar{v}\exp[-q(t-t_0)].$$

其中　$q_i>0,\beta_i>0$. 由于 $\frac{1}{m}$ 有界,β_7 为 $|\eta|$ 的上界,β_6 是 $\bar{\Delta}_3 d(t)$ 的上界,$\beta_9=\beta_6\frac{1}{q}\exp(-qt)$,这样利用 $\frac{1}{T}\int_{t_0}^{t_0+T}|\phi^{\mathrm{T}}\omega|\leqslant\frac{q_2}{T}+q_3\mu+q_4\mu^2+q_5\bar{d}+q_6\bar{d}^2+q_7\bar{v}+q_8\bar{v}^2+\bar{\varepsilon}_0$ 可以得到(7). 其中 $q_9=(q_3+\mu\, q_4)\frac{\beta_6}{q_1}+\beta_7, q_{10}=(q_5+\bar{d}\, q_6)\frac{\beta_6}{q_1}, q_{11}=(q_7+\bar{v}\, q_8)\frac{\beta_6}{q_1}$.

定理 3　若 $r(t)$ 为持续激励,当不存在未建模动态($\mu=0$)、有界扰动($d=0$)时,输出误差 $e_1(t)$ 由非线性输入决定,$e_1(t)=O[\sup\limits_{\tau\leqslant t}\bar{u}(\tau)]$.

本文将非线性输入作为扰动量,通过正则化等手段将"非线性输入误差"$\bar{u}(t)$ 化为有界扰动. 若未建模动态 μ、有界扰动 d、输入非线性 v 不严重时(满足定理 2 条件),自适应闭环系统稳定.

4　修改的鲁棒模型参考自适应控制器

非线性输入的存在不能保证良好的暂态及稳态精度,所以我们将控制律(1)修改为

$$v(t) = \theta^{\mathrm{T}}\omega(t) + c_o y(t) - F_e(s)e_1(t),\ u(t) = NL[v(t)]. \tag{11}$$

$F_e(s)$满足以下假设:(1)$F_e(s)$稳定;(2)$1+F_e(s)W_m(s)$的零点在 s 域左半平面;(3)$\| 1+F_e(s)W_m(s) \|_\infty>1$,$\|\cdot\|_\infty$为 H_∞—范数.

由于

$$\begin{aligned}\varepsilon_1(t) &= (1 + W_mF_e)e_1(t) + [\theta^{\mathrm{T}}W_mI - W_m\theta^{\mathrm{T}}]\omega(t)\\ &= W_m[\phi^{\mathrm{T}}\omega + r - F_e e_1] + \mu\eta\\ &\quad + \xi_1 + \xi_2 - W_m\theta^{\mathrm{T}}\omega - W_m r + \theta^{\mathrm{T}}W_mI\omega + W_mF_e e_1\\ &= \phi^{\mathrm{T}}\omega + \mu\eta + \xi_3\end{aligned} \tag{12}$$

所以 $\varepsilon_1(t)$的表达式与定理 1 一致. 取正定函数 $V=\frac{1}{2}\phi^{\mathrm{T}}\Gamma^{-1}\phi+\frac{1}{2}\delta^2$,$\dot{\phi}$的表达式不变. 由定理 1 可知 ϕ,δ 一致有界. 所以 $u(t)$和 $\varepsilon_1(t)$同时被修改,自适应控制的收敛特性不受影响.

从(12)可知 $e_1(t)$不仅反映出辨识误差,而且可以反映跟踪误差. 对这两类误差进行

补偿可以提高闭环系统的响应特性. 当系统最终跟踪上“好”的模型后，$e_1(t)$非常小，尤其是不存在未建模动态、有界扰动和输入非线性时，$\lim_{t\to\infty} e_1(t)=0$，则 $u(t)=\theta^{\mathrm{T}}\omega(t)+y(t)$，$\varepsilon_1(t)=\phi^{\mathrm{T}}\omega(t)$，本文的控制算法就变成标准的模型参考自适应控制[5]. 引入辅助变量 n，令 $\bar{e}=[en]^{\mathrm{T}}$，类似定理 2 有

$$\mu^* = \min(\mu_1^*,\mu_2^*),\quad d^* = \min(d_1^*,d_2^*),\quad \bar{v}^* = \min(\bar{v}_1^*,\bar{v}_2^*),$$

其中 $\mu_1^*,d_1^*,\bar{v}_1^*$ 是 e_1 有界时 $\mu,d,\bar{v}$ 的上界；$\mu_2^*,d_2^*,\bar{v}_2^*$ 是 n 有界时 $\mu,d,\bar{v}$ 的上界. 只要 $\mu\in[0,\mu^*]$，$d\in[0,d^*]\bar{v}\in[0,\bar{v}^*]$，$W$ 有界，即 $\bar{e},m$ 有界，所有信号有界.

为了提高自适应系统响应特性，我们将 $e_1(t)$引入控制器中. 然而其代价是 $e_1(t)$和 $n(t)$必须能容忍未建模动态、有界扰动和输入非线性的影响，所以 $\mu,\bar{d},\bar{v}$ 的范围变小.

定理 4 存在 $F_e(s)$和一个小的常数 $\bar{\varepsilon}$，使跟踪误差属于集合

$$D_e = \left\{e_1 : \lim_{T\to\infty}\frac{1}{T}\int_{t_0}^{t_0+T}|e_1(\tau)|\mathrm{d}\tau \leqslant \alpha\, q_9\mu + \alpha\, q_{10}\bar{d} + \alpha\, q_{11}\bar{v} + \bar{\varepsilon},\ \forall\ t_0\geqslant 0, T>0\right\}. \tag{13}$$

其中 $0<\alpha<1$. 存在 $F_e(s)$，对任何 t 有

$$\frac{1}{t}\int_{t_0}^{t_0+t}|y(\tau)-y_m(\tau)|^2\mathrm{d}\tau \leqslant \alpha_1\mu + \alpha_2 d + \alpha_3\bar{u} + \bar{\varepsilon}_t. \tag{14}$$

其中 $\alpha_1,\alpha_2,\alpha_3$ 是正的常数，$\bar{\varepsilon}_t$ 是非零初始条件引起的指数衰减项.

证明 类似文[4].

$\bar{e}_1(t)$是第 3 节中的鲁棒模型参考自适应的跟踪误差. 因为 $0<\alpha<1$，所以 $\lim_{T\to\infty}\frac{1}{T}\int_{t_0}^{t_0+T}|e_1(t)|\mathrm{d}t<\lim_{T\to\infty}\frac{1}{T}\int_{t_0}^{t_0+T}|\bar{e}_1(t)|\mathrm{d}t$，只要适当选择 $F_e(s)$，稳态误差可以减少为原来的 α 倍.

因为$\frac{1}{t}\int_{t_0}^{t_0+T}e_1^2(\tau)\mathrm{d}\tau\leqslant\frac{\alpha^2}{t}\int_{t_0}^{t_0+t}\bar{e}_1^{\,2}(\tau)\mathrm{d}\tau$，$0<\alpha<1$，所以暂态误差小于第 2 节中一般无 $F_e e_1$修正的自适应算法.

5 结论

本文的主要结果是提出一种分析具有非线性输入的鲁棒自适应控制的新方法，并给出提高输入非线性系统响应特性的控制算法. 本文证明了对于具有任意非线性输入的开环不稳定系统，仍具有稳定性和收敛性. 修改的控制算法不仅可以克服输入非线性引起的响应特性变差的问题，而且可以有效地解决参数不确定引起的暂态性恶化问题.

参考文献

[1] Abramovitch D Y, Franklin G F. On the stability of adaptive pole-placement controller with a saturating actuator. *IEEE Trans. Automat. Contr.*, 1990, **35**: 303-306.

[2] Yu W, Chai T Y. Self-tuning control with input constraint. Proc. Srd European Control Conference, 1995, I-

taly.

[3] De la Sen M, Esnada A M. Obieta I. Stable adaptive control for not-necessarily stable discrete linear plants with bounded non-linear Inputs. *Int. J. Control*, 1991, **53**:335—368.

[4] Sun J A modified model reference adaptive control scheme for improved transient performance. *IEEE Trans. Automat. Contr.*, 1993, **38**:1255--1259

[5] Ioannou P A, Tsakalis K S, A robust direct adaptive controller, *IEEE Trans. Automat. Contr.*, 1986, **31**:1033—1043

ROBUST MODEL REFERENCE ADAPTIVE CONTROL WITH ARBITRARY INPUTS

YU WEN　CHAI TIANYOU

(*Research Center for Automation, Northeastern University, Shenyang* 110006)

M. DE LA SEN

(*Departmento de Electricidad y Electrónica*

Universidad del pais Vasco, Aptdo. 644 *de Bilbao, Spain*)

Abstract　This paper presents a new analysis method for model reference adaptive control (MRAC) with arbitrary bounded input nonlinearities, which does not require the stability of plants. The plant can have unmodeled dynamics and bounded disturbances. A new modified MRAC scheme is also proposed to improve the transient and steady state performances. The output error is used directly in the control law to generate a modified control signal to compensate possible bad performances of the robust adaptive controllers, and the ideal asymptotic properties of MRAC is not destroyed.

Key words　arbitrary input nonlinearities, model reference adaptive, robust control, control performance

余　文　1966 年 6 月生,1990 年毕业于清华大学自动化系. 1993 年和 1995 年在东北大学自控系分别获得硕士和博士学位. 目前是东北大学自动化研究中心讲师. 主要研究方向是自适应控制及在复杂工业过程中的应用.

M. de la Sen　1953 年生,1975 年和 1979 年于西班牙 Basque Country University 获得工学硕士和应用物理博士学位,同年获法国 University of Grenoble 博士学位. 目前是 Basque Country University 教授,控制研究发展所主任. 研究方向是自适应控制和应用数学理论.