文章编号: 1000−8152(2010)02−0175−06

一类不确定系统基于滑模干扰补偿的广义预测控制

程 路, 姜长生, 都延丽, 蒲 明

(南京航空航天大学 自动化学院, 江苏 南京 210016)

摘要: 广义预测控制(GPC)是基于非线性机理模型的一种优化控制策略, 但当系统存在内部不确定性、建模动态误差和外部干扰的情况下, 采用基于标称系统模型的GPC方法的系统性能将显著下降. 为此, 针对一类不确定非线性系统, 首先分析设计了一种基于不确定模型的理想GPC控制律; 同时设计了一种滑模干扰补偿器(SMDC)对系统的复合干扰进行估计, 将其输出作为补偿控制与标称GPC控制律结合以消除不确定性和外干扰的影响, 并利用Lyapunov理论分析了闭环复合系统的性能; 最后将其应用于一种高超声速飞行器(HSV)姿态控制系统, 仿真结果表明该方法具有很好的鲁棒特性和干扰衰减特性.

关键词: 非线性不确定系统; 广义预测控制; 滑模干扰补偿器; 非线性鲁棒控制

中图分类号: TP273 **文献标识码**: A

The sliding mode disturbance compensated GPC method for a class of uncertain systems

CHENG Lu, JIANG Chang-sheng, DU Yan-li, PU Ming

(College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, Nanjing Jiangsu 210016, China)

Abstract: The generalized predictive control(GPC) method is an optimal control strategy which is based on the mechanism model. However, if the system has internal uncertainty, model error and external disturbance, the performance of the system which is controlled by the GPC method based on the nominal model will be degraded. Therefore, to deal with the uncertain nonlinear systems, we first design the ideal GPC law based on uncertain model, and then, we develop a sliding-mode disturbance compensator(SMDC) to estimate the hybrid disturbance, its outputs are integrated with the nominal GPC law to compensate the uncertainty. The Lyapunov theory is used to analyze the stability of the compound closed-loop system. This strategy was applied to the design of a hypersonic vehicle attitude control system, and the simulation result indicates an excellent robust performance and desirable disturbance attenuation.

Key words: nonlinear uncertain system; generalized predictive control; sliding mode disturbance compensator; nonlinear robust control

1 引言(Introduction)

近年来, 不确定非线性系统的控制问题已经成为控制界学者和工程师研究的热点问题. 基于机理模型的非线性广义预测控制如今得到深入的研究, 并已成功应用到工业生产、航空、航天等领域[1~6], 该方法对系统的未来行为做出预测, 建立未来行为的性能指标, 通过设计预测控制律以满足性能指标最优的要求. 文献[1]提出了一种基于系统未来行为性能指标的非线性最优预测控制并将其应用于导弹控制系统中, 文献[2,3]分别研究了与遗传算法和支持向量机结合的广义预测控制律, 而这些控制方案的设计都没有考虑到系统的不确定性. 当系统存在较大不确定和外干扰时, GPC的控制效果将会显著下降.

由于滑模控制可以使系统在一定的特性下沿规定的状态轨迹运动, 即滑动模态, 而且其设计过程与系统的参数和不确定性无关, 因此滑模控制系统具有很强的鲁棒性, 但滑模控制本身采用了切换函数会给系统带来抖振, 这将严重影响系统的性能. 而借助滑模控制的强鲁棒性和滑模面的可达性, 利用滑模控制理论设计参数或变量估计器将不失是一种好的思路. 文献[4]在四旋翼飞行器的飞行控制中设计了简单的滑模干扰观测器, 文献[5]提出了一种基于滑模控制的参数辨识方法, 但这一方面的技术还没

收稿日期: 2009−06−18; 收修改稿日期: 2009−11−02.

基金项目: 国家自然科学基金重大研究计划资助项目(90716028); 南京航空航天大学博士学位论文创新与创优基金资助项目(BCXJ09–05); 江苏省普通高校研究生科研创新计划(CX09B-082Z).

有得到系统的研究.

本文考虑一类不确定非线性系统控制问题, 设计基于滑模干扰补偿器的广义预测控制方法, 充分发挥滑模控制的强鲁棒性与预测控制的良好动态性和稳定性. 并将此方法用于高超声速飞行器姿态控制系统中, 仿真结果表明了该方法良好的控制性能.

2 广义预测控制(Generalized predictive control)

针对如下MIMO非线性不确定系统:

$$\begin{cases}\dot{\boldsymbol{x}}=\boldsymbol{f}(\boldsymbol{x},t)+\boldsymbol{g}_1(\boldsymbol{x},t)\boldsymbol{u}(\boldsymbol{x},t)+\boldsymbol{D}(\boldsymbol{x},\boldsymbol{u},t),\\ \boldsymbol{y}=\boldsymbol{h}(\boldsymbol{x}),\end{cases} \tag{1}$$

在不会引起歧义的情况下, 省略相关变量的自变量. 其中: $\boldsymbol{x}\in\mathbb{R}^n$为状态向量; $\boldsymbol{u}\in\mathbb{R}^m$为系统的控制输入; $\boldsymbol{f}\in\mathbb{R}^n$和$\boldsymbol{g}_1\in\mathbb{R}^{n\times m}$ 为系统矩阵, $\boldsymbol{y}\in\mathbb{R}^m$为输出向量. 此外, $\boldsymbol{D}=\Delta\boldsymbol{f}+\Delta\boldsymbol{g}_1\boldsymbol{u}+\boldsymbol{g}_2\boldsymbol{d}$, 式中: $\Delta\boldsymbol{f},\Delta\boldsymbol{g_1}$为由系统的内部不确定性和建模误差产生的不确定项, $\boldsymbol{g}_2\in\mathbb{R}^{n\times l}$为系统干扰匹配矩阵, $\boldsymbol{d}\in\mathbb{R}^l$为系统的外干扰. 这里, $\boldsymbol{D}\in\mathbb{R}^n$是将不确定项和外干扰写成一项, 统称为复合干扰.

首先令$\boldsymbol{D}=0$, 并作如下假设:

假设 1 系统所有状态可观测, 且输出信号与参考信号关于时间连续可微.

假设 2 系统零动态稳定.

假设 3 系统有向量相对阶[8]$\{\rho_1,\rho_2,\cdots,\rho_m\}$, 且$\rho_1=\rho_2=\cdots=\rho_m=\rho$.

注 1 假设3说明了系统的各输出针对控制通道的相对阶是相同的, 工程中很多控制系统满足这一特性. 为便于下文论述, 故采用了这一假设, 本文的方法可推广到系统各控制通道具有不同相对阶的情况.

在满足假设1~3的条件下, 设计如下标称系统(2)的广义预测控制律

$$\begin{cases}\dot{\boldsymbol{x}}=\boldsymbol{f}(\boldsymbol{x},t)+\boldsymbol{g}_1(\boldsymbol{x},t)\boldsymbol{u}(\boldsymbol{x},t),\\ \boldsymbol{y}=\boldsymbol{h}(\boldsymbol{x}).\end{cases} \tag{2}$$

考虑系统在滚动预测时间段T的性能指标

$$J=\frac{1}{2}\int_0^T\boldsymbol{e}^{\mathrm{T}}(t+\tau)\boldsymbol{e}(t+\tau)\mathrm{d}\tau. \tag{3}$$

其中$\boldsymbol{e}(t+\tau)=\hat{\boldsymbol{y}}(t+\tau)-\boldsymbol{y}_{\mathrm{r}}(t+\tau)$, $\hat{\boldsymbol{y}}(t+\tau)$和$\boldsymbol{y}_{\mathrm{r}}(t+\tau)$分别为系统的预测输出和参考输出.

定义 1 若假设连续预测控制系统的未来控制信号$\hat{\boldsymbol{u}}(t+\tau)$在$\tau\in[0,T]$内满足

$$\frac{\mathrm{d}^r\hat{\boldsymbol{u}}(t+\tau)}{\mathrm{d}\tau}\neq0,\ \frac{\mathrm{d}^k\hat{\boldsymbol{u}}(t+\tau)}{\mathrm{d}\tau}=0,\ k>r, \tag{4}$$

则称r为预测控制系统的控制阶[1].

现假定系统输入的控制阶即为r, 将系统未来输出$\boldsymbol{y}(t+\tau)$在t时刻做泰勒展开, 并省略皮亚诺余项, 同时一并考虑到假设3, 则可以得到输出预测值$\hat{\boldsymbol{y}}(t+\tau)$, 即

$$\hat{\boldsymbol{y}}(t+\tau)=\boldsymbol{\Gamma}(\tau)\bar{\boldsymbol{Y}}(t). \tag{5}$$

式中:

$$\boldsymbol{\Gamma}(\tau)=[\boldsymbol{I}_m\ \bar{\boldsymbol{\tau}}\cdots\frac{\bar{\boldsymbol{\tau}}^{\rho+r}}{(\rho+r)!}]\in\mathbb{R}^{m\times m(\rho+r+1)}, \tag{6}$$

$\bar{\boldsymbol{\tau}}=\mathrm{diag}\{\tau,\cdots,\tau\}\in\mathbb{R}^{m\times m}$, $\boldsymbol{I}_m\in\mathbb{R}^{m\times m}$为单位阵,

$$\bar{\boldsymbol{Y}}(t)=\begin{bmatrix}\boldsymbol{y}^{[0]}(t)\\ \vdots\\ \boldsymbol{y}^{[\rho]}(t)\\ \vdots\\ \boldsymbol{y}^{[\rho+r]}(t)\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{h}(\boldsymbol{x})\\ \vdots\\ L_{\mathrm{f}}^{\rho}\boldsymbol{h}(\boldsymbol{x})\\ \vdots\\ L_{\mathrm{f}}^{\rho+r}\boldsymbol{h}(\boldsymbol{x})\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}\boldsymbol{0}_{m\times1}\\ \vdots\\ \boldsymbol{0}_{m\times1}\\ \boldsymbol{H}(\boldsymbol{u})\end{bmatrix}. \tag{7}$$

其中: $L_{\mathrm{f}}^{\rho}\boldsymbol{h}(\boldsymbol{x})\in\mathbb{R}^m$表示由$\boldsymbol{h}(\boldsymbol{x})$中的各个元素分别沿向量场$\boldsymbol{f}$求$\rho$阶Lie导数所组成的列向量, 其他类同; $\boldsymbol{H}(\boldsymbol{u})\in\mathbb{R}^{m(r+1)}$为关于$\boldsymbol{u}$, $\dot{\boldsymbol{u}}$, $\cdots$, $\boldsymbol{u}^{[r-1]}$的复杂非线性函数向量, 这是由于对输出的求导阶次大于等于系统相对阶时而产生了输出函数沿向量场$\boldsymbol{g}_1$的Lie导数形式的余项, 具体表达式省略.

同样地, 可由泰勒级数得到参考输出估计值

$$\boldsymbol{y}_{\mathrm{r}}(t+\tau)\approx\boldsymbol{\Gamma}(\tau)\bar{\boldsymbol{Y}}_{\mathrm{r}}(t). \tag{8}$$

其中$\bar{\boldsymbol{Y}}_{\mathrm{r}}(t)=[\boldsymbol{y}_{\mathrm{r}}^{[0]}(t)^{\mathrm{T}}\ \boldsymbol{y}_{\mathrm{r}}^{[1]}(t)^{\mathrm{T}}\cdots\boldsymbol{y}_{\mathrm{r}}^{[\rho+r]}(t)^{\mathrm{T}}]^{\mathrm{T}}$. 令

$$\bar{\boldsymbol{\Gamma}}(T)=\int_0^T\boldsymbol{\Gamma}^{\mathrm{T}}(\tau)\boldsymbol{\Gamma}(\tau)\mathrm{d}\tau\in\mathbb{R}^{m(\rho+r+1)\times m(\rho+r+1)},$$

由式(6)知, 该矩阵的各个元素为

$$\bar{\boldsymbol{\Gamma}}(T)_{(i,j)}=\frac{\bar{\boldsymbol{T}}^{i+j-1}}{(i-1)!(j-1)!(i+j-1)}. \tag{9}$$

其中: $\bar{\boldsymbol{T}}=\mathrm{diag}\{T,\cdots,T\}\in\mathbb{R}^{m\times m}$, $i,j=1,2,\cdots,\rho+r+1$. 至此, 性能指标(3)可重写为如下形式:

$$J=\frac{1}{2}[\bar{\boldsymbol{Y}}(t)-\bar{\boldsymbol{Y}}_{\mathrm{r}}(t)]^{\mathrm{T}}\bar{\boldsymbol{\Gamma}}(T)[\bar{\boldsymbol{Y}}(t)-\bar{\boldsymbol{Y}}_{\mathrm{r}}(t)].$$

为使上述指标函数达到极小, 则根据

$$\left.\frac{\partial J}{\partial\boldsymbol{u}}\right|_{\boldsymbol{u}=\boldsymbol{u}_{\mathrm{p}}}=0, \tag{10}$$

可得系统的广义预测控制律

$$\boldsymbol{u}_{\mathrm{p}}=-\boldsymbol{G}^{-1}(\boldsymbol{x})(\boldsymbol{K}\boldsymbol{M}_{\boldsymbol{\rho}}+L_{\mathrm{f}}^{\rho}\boldsymbol{h}(\boldsymbol{x})-\boldsymbol{y}_{\mathrm{r}}^{[\rho]}). \tag{11}$$

其中: $\boldsymbol{G}(\boldsymbol{x})=[L_{\boldsymbol{g}_{1,1}}L_{\mathrm{f}}^{\rho-1}\boldsymbol{h}(\boldsymbol{x})\cdots L_{\boldsymbol{g}_{1,m}}L_{\mathrm{f}}^{\rho-1}\boldsymbol{h}(\boldsymbol{x})]$, 式中$\boldsymbol{g}_{1,i}$为$\boldsymbol{g}_1$的第$i$列向量, $i=1,\cdots,m$, 则$\boldsymbol{G}(\boldsymbol{x})\in$

$\mathbb{R}^{m\times m}$; $\boldsymbol{K}\in\mathbb{R}^{m\times m\rho}$是由矩阵$\bar{\boldsymbol{\varGamma}}_{\rm rr}^{-1}\bar{\boldsymbol{\varGamma}}_{\rho\rm r}^{\rm T}$的前$m$行组成的新矩阵, 而$\bar{\boldsymbol{\varGamma}}_{\rm rr}$和$\bar{\boldsymbol{\varGamma}}_{\rho\rm r}$是将矩阵$\bar{\boldsymbol{\varGamma}}(T)$进行分块得到, 即

$$\bar{\boldsymbol{\varGamma}}(T)=\begin{bmatrix}\bar{\boldsymbol{\varGamma}}_{\rho\rho} & \bar{\boldsymbol{\varGamma}}_{\rho\rm r}\\ \bar{\boldsymbol{\varGamma}}_{\rho\rm r}^{\rm T} & \bar{\boldsymbol{\varGamma}}_{\rm rr}\end{bmatrix}. \tag{12}$$

其中: $\bar{\boldsymbol{\varGamma}}_{\rho\rho}\in\mathbb{R}^{m\rho\times m\rho}$, $\bar{\boldsymbol{\varGamma}}_{\rho\rm r}\in\mathbb{R}^{m\rho\times m(r+1)}$, $\bar{\boldsymbol{\varGamma}}_{\rm rr}\in\mathbb{R}^{m(r+1)\times m(r+1)}$, 其具体元素见式(9); 此外,

$$\boldsymbol{M}_{\boldsymbol{\rho}}=\begin{bmatrix}L_{\rm f}^{0}\boldsymbol{h}(\boldsymbol{x})-\boldsymbol{y}_{\rm r}^{[0]}(t)\\ L_{\rm f}^{1}\boldsymbol{h}(\boldsymbol{x})-\boldsymbol{y}_{\rm r}^{[1]}(t)\\ \vdots\\ L_{\rm f}^{\rho-1}\boldsymbol{h}(\boldsymbol{x})-\boldsymbol{y}_{\rm r}^{[\rho-1]}(t)\end{bmatrix}\in\mathbb{R}^{m\rho}. \tag{13}$$

当$\boldsymbol{D}\neq 0$时, 再给出如下假设:

假设 4　复合干扰向量场$\boldsymbol{D}$满足$L_{\rm D}L_{\rm f}^{i}\boldsymbol{h}(\boldsymbol{x})=0, 0\leqslant i<\rho-1$, 即复合干扰相对阶[8]大于等于$\rho$.

在满足假设1～4的条件下, 采用同样方法可得不确定系统的广义预测控制律

$$\bar{\boldsymbol{u}}_{\rm p}=-\boldsymbol{G}^{-1}(\boldsymbol{x})(\boldsymbol{K}\boldsymbol{M}_{\rho}+L_{\rm f}^{\rho}\boldsymbol{h}(\boldsymbol{x})-\boldsymbol{y}_{\rm r}^{[\rho]}+\Delta(\boldsymbol{x})). \tag{14}$$

其中$\Delta(\boldsymbol{x})=L_{\rm D}L_{\rm f}^{\rho-1}\boldsymbol{h}(\boldsymbol{x})\in\mathbb{R}^{m}$, 其他变量同上.

考虑到系统的复合干扰$\boldsymbol{D}$是未知量, 因此$\Delta(\boldsymbol{x})$无从求解, $\bar{\boldsymbol{u}}_{\rm p}$仅为理想的控制器, 难以实现. 而仅仅采用标称预测控制律(11), 则当$\boldsymbol{D}$不断增大时, 势必影响系统的控制性能, 甚至会导致不稳定, 故必须设计观测器逼近复合干扰并进行控制补偿. 通过滑模干扰补偿器(SMDC)对复合干扰项$\boldsymbol{D}$进行逼近, 并设计干扰补偿控制律

$$\boldsymbol{u}_{\rm c}=-\boldsymbol{G}(\boldsymbol{x})^{-1}\hat{\Delta}(\boldsymbol{x})=-\boldsymbol{G}(\boldsymbol{x})^{-1}L_{\hat{\boldsymbol{D}}}L_{\rm f}^{\rho-1}\boldsymbol{h}(\boldsymbol{x})=-\boldsymbol{G}(\boldsymbol{x})^{-1}\frac{\partial L_{\rm f}^{\rho-1}\boldsymbol{h}(\boldsymbol{x})}{\partial\boldsymbol{x}}\hat{\boldsymbol{D}}, \tag{15}$$

其中$\hat{\boldsymbol{D}}$为复合干扰观测值.

闭环系统的结构如图1所示.

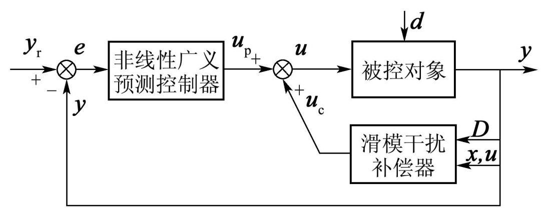

图 1　基于SMDC的GPC控制系统

Fig. 1　SMDC-based GPC control system

可知, 基于SMDC的GPC闭环复合系统的控制律为

$$\boldsymbol{u}=\boldsymbol{u}_{\rm p}+\boldsymbol{u}_{\rm c}. \tag{16}$$

$\boldsymbol{u}_{\rm p}$和$\boldsymbol{u}_{\rm c}$分别为广义预测控制律(11)和干扰补偿控制律(15).

3　基于滑模干扰补偿的闭环系统设计分析(Design and analysis of SMDC-based close-loop system)

现设计滑模干扰补偿器, 并分析闭环复合系统的性能, 给出如下定理.

定理 1　对于MIMO非线性不确定系统(1), 满足假设1～4, 构造如下滑模干扰补偿器

$$\begin{cases}\boldsymbol{s}=\boldsymbol{x}-\boldsymbol{z},\\ \dot{\boldsymbol{z}}=\boldsymbol{g}_1\boldsymbol{u}-\boldsymbol{v},\\ \hat{\boldsymbol{D}}=-(\boldsymbol{v}+\boldsymbol{f}).\end{cases} \tag{17}$$

式中: $\boldsymbol{s}={\rm col}\{s_1,s_2,\cdots,s_n\}\in\mathbb{R}^{n}$为辅助滑模面, $\boldsymbol{v}={\rm col}\{v_1,v_2,\cdots,v_n\}=\boldsymbol{\varphi}{\rm sgn}\,\boldsymbol{s}\in\mathbb{R}^{n}$, 其中:

$${\rm sgn}\,\boldsymbol{s}=[{\rm sgn}\,s_1\ \ {\rm sgn}\,s_2\ \ \cdots\ \ {\rm sgn}\,s_n]^{\rm T},$$

$$\boldsymbol{\varphi}={\rm diag}\{\varphi_1,\varphi_2,\cdots,\varphi_n\},$$

即$v_i=-\varphi_i{\rm sgn}\ s_i$. 令$\boldsymbol{\xi}=\boldsymbol{f}+\boldsymbol{D}={\rm col}\{\xi_1,\xi_2,\cdots,\xi_n\}$, 若选取$\varphi_i>|\xi_i|, i=1,2,\cdots,n$, 则复合干扰观测值$\hat{\boldsymbol{D}}$可一致收敛至真值; 且通过选择合适的预测时间$T$和控制阶$r$, 使得式(25)满足Hurwitz条件, 那么在控制律(16)作用下, 由系统(1)和SMDC(17)构成的闭环复合系统Lyapunov意义下稳定.

证　先证滑模干扰补偿器在平衡点稳定, 由式(17)可以得到

$$\dot{\boldsymbol{s}}=\dot{\boldsymbol{x}}-\dot{\boldsymbol{z}}=\boldsymbol{f}+\boldsymbol{g}_1\boldsymbol{u}+\boldsymbol{D}-\boldsymbol{g}_1\boldsymbol{u}+\boldsymbol{v}=\boldsymbol{f}+\boldsymbol{D}+\boldsymbol{v}. \tag{18}$$

选取Lyapunov函数:

$$V=\frac{1}{2}\boldsymbol{s}^{\rm T}\boldsymbol{s}, \tag{19}$$

则有

$$\dot{V}=\boldsymbol{s}^{\rm T}\dot{\boldsymbol{s}}=\sum_{i=1}^{n}s_i\dot{s}_i=\sum_{i=1}^{n}s_i(\xi_i+v_i). \tag{20}$$

定义$\dot{V}_i=s_i(\xi_i+v_i)$, 又根据$v_i=-\varphi_i{\rm sgn}\ s_i$, $\varphi_i>|\xi_i|, i=1,2,\cdots,n$, 则

$$\dot{V}_i=s_i(\xi_i+v_i)\leqslant s_i\,|\xi_i|-s_i\varphi_i{\rm sgn}\,s_i<s_i\varphi_i-s_i\varphi_i{\rm sgn}\,s_i\leqslant 0. \tag{21}$$

进一步知

$$\dot{V}=\sum_{i=1}^{n}s_i(\xi_i+v_i)=\sum_{i=1}^{n}\dot{V}_i<0. \tag{22}$$

因此$\boldsymbol{s}$在原点平衡状态稳定, 且满足可达性条件. 则当系统到达稳定点时, 即$\boldsymbol{s}=0, \dot{\boldsymbol{s}}=0$, 则由式(18)可

得复合干扰估计值$\hat{\boldsymbol{D}}=-(\boldsymbol{v}+\boldsymbol{f})$, 即为滑模干扰补偿器观测值.

下证由式(1)和式(17)构成的复合系统在控制律(16)作用下稳定. 考虑系统输出的第ρ阶导数

$$\boldsymbol{y}^{[\rho]}(t)=L_{\mathrm{f}}^{\rho}\boldsymbol{h}(\boldsymbol{x})+L_{\boldsymbol{g}_1}L_{\mathrm{f}}^{\rho-1}\boldsymbol{h}(\boldsymbol{x})\boldsymbol{u}(t)+L_{\mathrm{D}}L_{\mathrm{f}}^{\rho-1}\boldsymbol{h}(\boldsymbol{x}) \tag{23}$$

将控制律(11)(15)和(16)代入式(23), 可得

$$\boldsymbol{e}^{[\rho]}(t)=\boldsymbol{y}^{[\rho]}(t)-\boldsymbol{y}_{\mathrm{r}}^{[\rho]}=-\boldsymbol{K}\boldsymbol{M}_{\boldsymbol{\rho}}-\hat{\Delta}(\boldsymbol{x})+\Delta(\boldsymbol{x}).$$

记$\boldsymbol{K}=[\boldsymbol{K}_0\ \ \boldsymbol{K}_1\ \ \cdots\ \ \boldsymbol{K}_{\rho-1}]\in\mathbb{R}^{m\times m\rho}$, 其中, $\boldsymbol{K}_i\in\mathbb{R}^{m\times m}$, $i=1,2,\cdots,\rho-1$, 并将式(13)代入上式, 可得

$$\boldsymbol{e}^{[\rho]}(t)+\boldsymbol{K}_{\rho-1}\boldsymbol{e}^{[\rho-1]}(t)+\cdots+\boldsymbol{K}_0\boldsymbol{e}(t)+\hat{\Delta}(\boldsymbol{x})-\Delta(\boldsymbol{x})=0. \tag{24}$$

由式(11)知, K的取值由T,ρ及r所决定, 须选择合适的参数使矩阵多项式

$$\boldsymbol{h}(\boldsymbol{S})=\boldsymbol{S}^{\rho}+\boldsymbol{K}_{\rho-1}\boldsymbol{S}^{\rho-1}+\cdots+\boldsymbol{K}_0 \tag{25}$$

的m个元素均为Hurwitz多项式, 这里记

$$\boldsymbol{S}^i=[s^i\ \ \cdots\ \ s^i]^{\mathrm{T}}\in\mathbb{R}^m.$$

$i=0,1,\cdots,\rho$, 其中s为拉普拉斯算子.

取$\boldsymbol{E}=[\boldsymbol{e}(t)^{\mathrm{T}}\ \ \boldsymbol{e}^{[1]}(t)^{\mathrm{T}}\ \ \cdots\ \ \boldsymbol{e}^{[\rho-1]}(t)^{\mathrm{T}}]^{\mathrm{T}}$, 据式(24), 则整个系统误差方程可写成如下形式:

$$\dot{\boldsymbol{E}}=\boldsymbol{A}\boldsymbol{E}+\boldsymbol{B}(\Delta(\boldsymbol{x})-\hat{\Delta}(\boldsymbol{x})). \tag{26}$$

其中:

$$\boldsymbol{A}=\begin{bmatrix}0 & \boldsymbol{I}_m & 0 & \cdots & 0\\ 0 & 0 & \boldsymbol{I}_m & \cdots & 0\\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots\\ 0 & 0 & 0 & \cdots & \boldsymbol{I}_m\\ -\boldsymbol{K}_{\boldsymbol{0}} & -\boldsymbol{K}_1 & -\boldsymbol{K}_2 & \cdots & -\boldsymbol{K}_{\boldsymbol{\rho}-1}\end{bmatrix}\in\mathbb{R}^{m\rho\times m\rho},$$

$$\boldsymbol{B}=[0\ \ 0\ \ \cdots\ \ 0\ \ \boldsymbol{I}_m]\in\mathbb{R}^{m\rho\times m},$$

$\boldsymbol{I}_m$为m维单位阵.

进一步, 定义SMDC观测误差为$\boldsymbol{E}_{\mathrm{D}}=\boldsymbol{s}$. 至此, 可将闭环系统的误差向量扩张为

$$\boldsymbol{\varXi}=[\boldsymbol{E}^{\mathrm{T}}\ \ \boldsymbol{E}_{\mathrm{D}}^{\mathrm{T}}]^{\mathrm{T}}. \tag{27}$$

选取Lyapunov函数

$$V_{\boldsymbol{\varXi}}=\boldsymbol{\varXi}^{\mathrm{T}}\bar{\boldsymbol{P}}\boldsymbol{\varXi},\ \bar{\boldsymbol{P}}=\frac{1}{2}\begin{bmatrix}\boldsymbol{P} & 0\\ 0 & \boldsymbol{I}_{\mathrm{ED}}\end{bmatrix}. \tag{28}$$

其中: $\boldsymbol{P}=\mathrm{diag}\{\boldsymbol{P}_1,\boldsymbol{P}_2,\cdots,\boldsymbol{P}_m\}$, $\boldsymbol{P_i}$为对称正定阵且满足$\boldsymbol{P_i}\boldsymbol{A_i}+\boldsymbol{A_i}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P_i}=-\boldsymbol{Q_i}$, $\boldsymbol{Q_i}=\boldsymbol{Q_i}^{\mathrm{T}}>0$, $i=1,2,\cdots,m$, $\boldsymbol{I}_{\mathrm{ED}}$是与$\boldsymbol{E}_{\mathrm{D}}$同维的单位阵. 考虑误差方程(26)和式(22), 最终可得

$$\dot{V}_{\boldsymbol{\varXi}}=\frac{1}{2}(\dot{\boldsymbol{E}}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P}\boldsymbol{E}+\boldsymbol{E}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P}\dot{\boldsymbol{E}})+\boldsymbol{E}_{\mathrm{D}}^{\mathrm{T}}\dot{\boldsymbol{E}}_{\mathrm{D}}<0. \tag{29}$$

证毕.

进一步, 由于滑模干扰补偿器(17)中控制量$\boldsymbol{v}$为符号函数, 会带来很大抖振, 从而影响系统性能. 为此采用如下关于误差的连续函数$\boldsymbol{s_\delta}$来代替其中的切换项sgn $\boldsymbol{s}$, 即

$$\boldsymbol{s_\delta}=\mathrm{col}\{s_{\delta,1},s_{\delta,2},\cdots,s_{\delta,n}\}. \tag{30}$$

其中:

$$s_{\delta,i}=\frac{s_i}{|s_i|+\delta_0+\delta_1\|\boldsymbol{e}\|}, \tag{31}$$

$i=1,2,\cdots,n$, 上式中$\boldsymbol{e}=\boldsymbol{y}_{\mathrm{r}}-\boldsymbol{y}$为跟踪误差.

4 仿真验证(Simulation and verification)

用于仿真验证的高超声速飞行器(HSV)具有三角形机翼和单垂直尾翼, 操纵舵面为单垂尾方向舵和可独立工作的左右升降副翼. 主发动机系统为具有推力矢量控制的变推力组合发动机系统. 据运动学原理, 其仿射非线性方程如下:

$$\begin{cases}\dot{\boldsymbol{\varOmega}}=\boldsymbol{f}_{\mathrm{s}}+\boldsymbol{g}_{\mathrm{s}}\boldsymbol{\omega}_{\mathrm{c}}+\boldsymbol{D}_{\mathrm{s}},\\ \boldsymbol{y}_{\mathrm{s}}=\boldsymbol{\varOmega},\end{cases} \tag{32}$$

$$\begin{cases}\dot{\boldsymbol{\omega}}=\boldsymbol{f}_{\mathrm{f}}+\boldsymbol{g}_{\mathrm{f}}\boldsymbol{M}_{\mathrm{C}}+\boldsymbol{D}_{\mathrm{f}},\\ \boldsymbol{y}_{\mathrm{f}}=\boldsymbol{\omega}.\end{cases} \tag{33}$$

上述两式分别为系统慢回路和快回路方程, 详细表达式和飞行器具体参数可见文献[7]. 其中: $\boldsymbol{\varOmega}=[\alpha\ \beta\ \mu]^{\mathrm{T}}$为姿态角向量, $\boldsymbol{\omega}=[p\ q\ r]^{\mathrm{T}}$为沿机体轴角速率分量向量, $\boldsymbol{M}_{\mathrm{C}}=[l_{\mathrm{ctrl}}\ m_{\mathrm{ctrl}}\ n_{\mathrm{ctrl}}]^{\mathrm{T}}$为滚转、俯仰和偏航控制力矩; $\boldsymbol{D}_{\mathrm{s}}=\Delta\boldsymbol{f}_{\mathrm{s}}+\Delta\boldsymbol{g}_{\mathrm{s}}\boldsymbol{\omega}_{\mathrm{c}}+\boldsymbol{d}_{\mathrm{s}}$, $\boldsymbol{D}_{\mathrm{f}}=\Delta\boldsymbol{f}_{\mathrm{f}}+\Delta\boldsymbol{g}_{\mathrm{f}}\boldsymbol{M}_{\mathrm{c}}+\boldsymbol{d}_{\mathrm{f}}$为复合干扰项. 飞控系统的任务就是设计控制力矩$\boldsymbol{M}_{\mathrm{C}}$, 并根据一定的算法分配成发动机推力和舵偏角指令$\delta_e,\delta_a,\delta_{\mathrm{r}}$, 最终使系统输出$\boldsymbol{\varOmega}$稳定跟踪制导指令$\boldsymbol{\varOmega}_{\mathrm{c}}$. 经验证, 假设1~4的条件均满足.

现对上述HSV控制系统的快慢回路分别设计基于SMDC的GPC控制律, 参数选取如下:

主仿真程序中, 快、慢回路的预测时间均设定为0.4 s;

慢回路SMDC参数: $\boldsymbol{\varphi}=\mathrm{diag}\{0.15,0.15,0.15\}$, $\delta_0=0.005$, $\delta_1=1$;

快回路SMDC参数: $\boldsymbol{\varphi}=\mathrm{diag}\{5,5,5\}$, $\delta_0=0.01$, $\delta_1=1$.

HSV飞行初始条件为: 初始姿态角为$\alpha_0=1.0°$, $\beta_0=2.5°$, $\mu_0=5°$; 机体坐标系角速率分量初始值

为$\boldsymbol{\omega}_0 = [p_0\ q_0\ r_0]^{\mathrm{T}} = [0\ 0\ 0]^{\mathrm{T}}$. 制导指令信号分别为$\alpha_{\mathrm{c}} = 3.0°$, $\beta_{\mathrm{c}} = 0°$, $\mu_{\mathrm{c}} = 3.0°$, 并据飞行品质对3个通道分别设计指令滤波器

$$\frac{x_{\mathrm{r}}}{x_{\mathrm{c}}} = \frac{2}{s+2}.$$

其中$x_{\mathrm{r}}, x_{\mathrm{c}}$分别为参考模型状态和外部输入指令.

系统不确定性设为气动力系数50%不确定, 气动力矩系数−40%不确定. 同时在外回路中沿机体坐标轴的3个方向分别施加外部干扰力矩: $d_1 = 2\times10^5(\sin(3t)+0.2)\ \mathrm{N\cdot m}$, $d_2 = 2\times10^5(\sin(5t)-0.3)\ \mathrm{N\cdot m}$, $d_3 = 2\times10^5\sin(4t)\ \mathrm{N\cdot m}$.

图2给出了仅采用基于标称系统GPC方法的响应曲线. 当系统未加不确定项和外干扰, 即$\boldsymbol{D} = 0$时, 采用标称GPC策略的闭环系统无论在动态过程、稳态过程和舵面偏转控制上都具有良好的控制性能, 而当系统加入前述较大不确定性和外干扰后, $\boldsymbol{D} \neq 0$, 标称GPC的控制性能已经发散.

为克服上述复合干扰的影响, 采用基于SMDC的GPC控制律, 增加了SMDC的补偿控制项, 仿真曲线由图3给出, 系统的跟踪性能良好. 由此可知, 当$\boldsymbol{D} \neq 0$时, 采用了基于SMDC的GPC控制策略很好地提高了闭环系统的鲁棒性和干扰抑制能力.

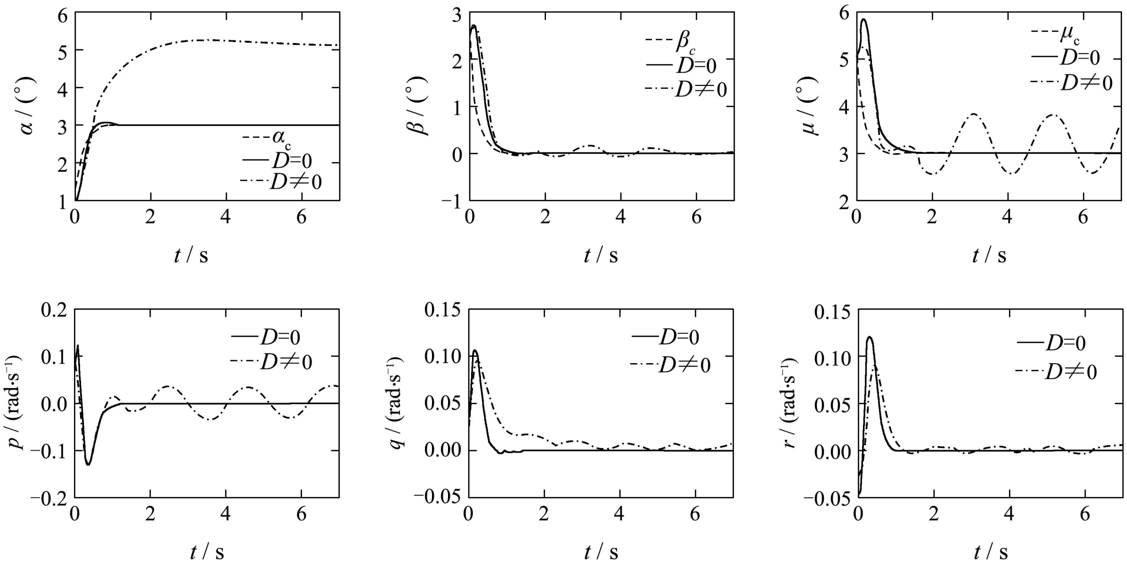

图 2　标称GPC方法控制性能

Fig. 2　Control performance of nominal GPC method

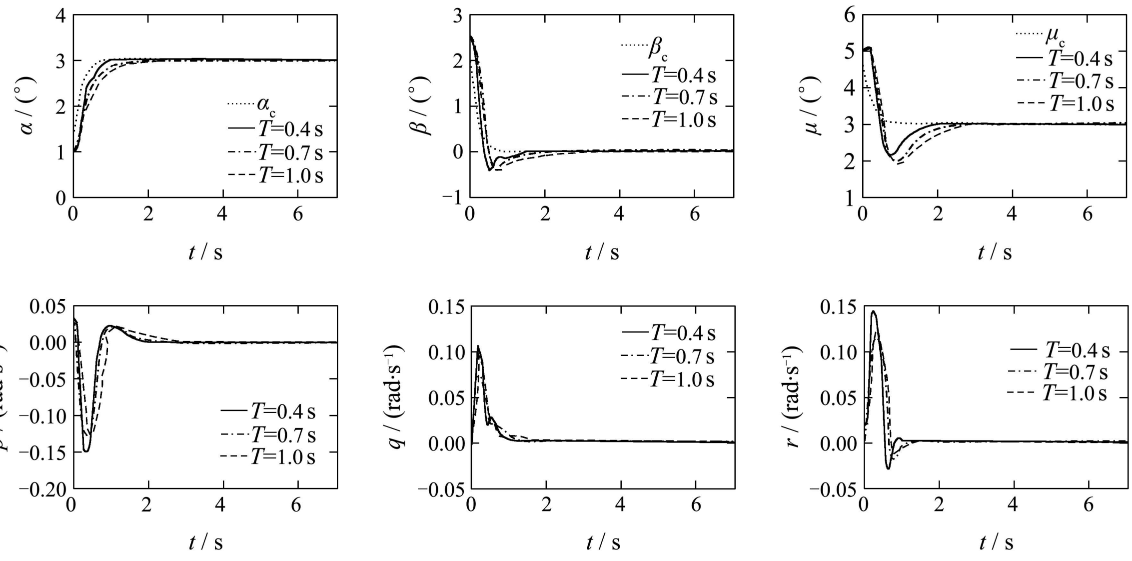

图 3　不同预测时间下基于SMDC的GPC策略控制性能

Fig. 3　Control performance of SMDC-based GPC under different predictive time

图3同时还给出了采用不同的预测时间T系统控制性能的比较, 当预测时间越小, 系统响应的过渡过程时间越小, 而响应的超调就越大, 同时计算量也越大; 反之, 当预测时间越大, 动态超调就越小, 但将牺牲响应的快速性. 为此, 在实际应用中必须合理选择预测时间, 以期系统获得更好的综合性能.

图4给出了当预测时间 $T = 0.4$ s 时两回路SMDC的复合干扰观测输出$\hat{\boldsymbol{D}}_{\rm s}, \hat{\boldsymbol{D}}_{\rm f}$和滑模面$\boldsymbol{s}_{\rm s}, \boldsymbol{s}_{\rm f}$的曲线, 各图中的3条曲线分别表示慢回路和快回路3个通道的复合干扰和滑模面. 各通道的滑模面均收敛至零, 可见其良好的干扰观测能力.

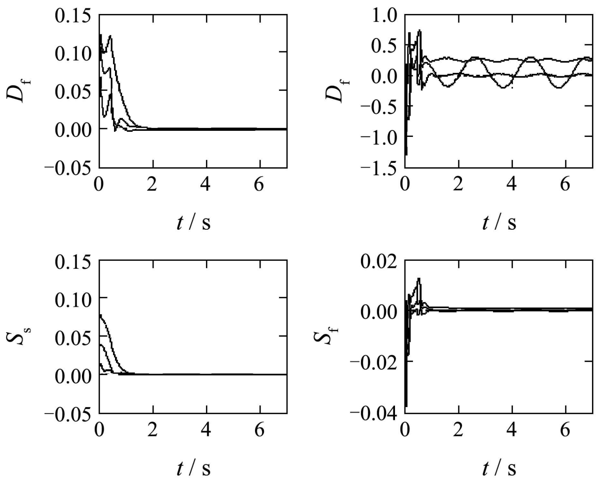

图 4 SMDC的复合干扰观测值和滑模面曲线($T = 0.4$s)

Fig. 4 Observed value of compound disturbances and sliding mode super-surface of SMDC

5 结论(Conclusion)

系统的动态性能和干扰抑制能力是非线性系统鲁棒控制的重要研究领域, GPC方法具有很好的动态特性和稳态性能, 而滑模变结构控制具有很强的鲁棒性, 对一类不确定系统的基于SMDC技术的GPC控制策略的研究表明, SMDC技术可以良好的跟踪复合干扰, 对消了其对系统的影响, 两者的优点得到充分的发挥. 将该方法用于高超声速飞行器控制系统, 仿真实验结果验证了基于SMDC技术的GPC控制策略的良好动态性能和强抗干扰能力.

参考文献(References):

[1] CHEN W H, BALANCE D J, GAWTHROP P J. Optimal control of nonlinear systems: a predictive control approach[J]. *Automatica*, 2003, 39(1): 633 – 641.

[2] MARTOANEZ M, SENENT J S, BLASCO X. Generalized predictive control using genetic algorithms[J]. *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, 1998, 11(3): 355 – 367.

[3] LI L J, SU H Y, CHU J. Generalized predictive control with online least squares support vector machines[J]. *Acta Automatica Sinica*, 2007, 33(11): 1182 – 1188.

[4] BESNARD L, SHTESSEL Y B. Control of a quadrotor vehicle using sliding mode disturbance observer[C] //*Proceedings of the 2007 American Control Conference*. New York, USA: IEEE, 2007: 5230 – 5235.

[5] 张克勤. 滑模变结构控制理论及其在倒立摆系统中的应用研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2003.
(ZHANG Keqin. *The study of variable structure control based on sliding mode and its application to inverted pendulums system*[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2003.)

[6] LU C H, TSAI C C. Generalized predictive control using recurrent fuzzy neural networks for industrial processes[J]. *Journal of Process Control*, 2007, 17(1): 83 – 92.

[7] 张春雨. 空天飞行器建模及其自适应轨迹线性化控制研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2007.
(ZHANG Chunyu. *Research on modeling and adaptive trajectory linearization control of an aerospace vehicle*[D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2007.)

[8] 李殿璞. 非线性控制系统理论基础[M]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学出版社, 2006.
(LI Dianpu. *Nonlinear Control System Theory*[M]. Harbin: Harbin Engineering University Press, 2006.)

作者简介:

程 路 (1985—), 男, 博士研究生, 主要研究方向为非线性鲁棒控制和飞行自主控制, E-mail: chenglu8848@163.com;

姜长生 (1942—), 男, 博士生导师, 主要研究方向为鲁棒控制, E-mail: jiangcs@nuaa.edu.cn;

都延丽 (1977—), 女, 博士研究生, 主要研究方向为智能控制算法, E-mail: duylnuaa@yahoo.cn;

蒲 明 (1981—), 男, 博士研究生, 主要研究方向为飞行控制和滑模控制, E-mail: msznuaa@163.com.