第 32卷 第 10期
2017年 10月

控 制 与 决 策
Control and Decision

Vol.32 No.10
Oct. 2017

文章编号: 1001-0920(2017)10-1782-07 **DOI:** 10.13195/j.kzyjc.2016.0745

基于干扰补偿的拦截弹制导控制一体化设计

卢晓东, 赵 辉†, 赵 斌, 周 军

(西北工业大学 精确制导与控制研究所，西安 710072)

摘 要: 针对姿控式直接力/气动力复合控制拦截弹,提出一种基于干扰补偿和动态面方法的制导控制一体化(IGC) 算法. 首先设计一种适用于未知上界干扰的变增益扩张状态观测器 (TVGESO), 在有效保证估计精度的同时,能够减弱初始尖峰现象;然后考虑目标机动以及喷流扰动等模型不确定性,应用TVGESO在线干扰逼近补偿,基于积分滑模动态面方法设计了IGC算法;最后基于Lyapunov理论对闭环系统稳定性进行证明. 数值仿真结果表明了所提出设计方案的有效性.

关键词: 制导控制一体化；复合干扰；尖峰现象；扩张状态观测器；动态面控制

中图分类号: V448.13 **文献标志码:** A

Disturbance compensation-based integrated guidance and control design for near space interceptor

LU Xiao-dong, ZHAO Hui†, ZHAO Bin, ZHOU Jun

(Institute of Precision Guidance and Control，Northwestern Polytechnical University，Xi’an 710072，China)

Abstract: An integrated guidance and control(IGC) algorithm is proposed based on active disturbance compensation and dynamic surface control for the near space interceptor with aerodynamic force and reaction jets. A time-varying gain extended state obsever(TVGESO) is firstly constructed to estimate the unknown system disturbance, which can preserve the estimation accuracy as well as weakening the peaking phenomenon. Then, the model uncertainty caused by the target maneuvers and jet interaction is restrained with online estimation and compensation of the TVGESO, and the IGC algorithm is designed based on the integral sliding mode dynamic surface control. Finally, the closed loop system stability is proved by using the Lyapunov theory. Simulation results show the effectiveness of the proposed method.

Keywords: integrated guidance and control；compound disturbance；peaking phenomenon；extended state observer；dynamic surface control

0 引 言

当代拦截弹普遍采用直接力/气动力复合控制方式,通过快速建立法向过载所需要的攻角来提高自身的机动能力,而在拦截弹机动性能提高的同时,直接力的不连续效应将会产生严重的气动耦合和剧烈的参数变化,因此,对制导控制系统鲁棒性提出了更高的要求[1].

近年来,制导控制一体化(IGC)由于在回路间带宽协调和鲁棒性上的优势,得到了广泛的研究. 文献[2-3]针对未受扰系统采用最优控制理论设计了IGC控制律,这种方法需要在线求解Riccati方程,计算复杂,并且不能保证全局收敛性. 针对受不确定性和外干扰影响的系统,文献[4]提出了基于零控脱靶量的一体化模型,在此基础上运用滑模控制方法进行IGC设计. 文献[5]利用光滑二阶滑模控制器设计了适用于弹目交会的拦截器末段制导控制系统. 文献[6]采用自适应滑模控制方法在俯仰平面内实现了寻的导弹攻击地面目标的IGC设计,但是其针对的是地面弱机动目标,并未考虑目标强机动情形.

总结以上IGC设计方法,IGC的相关研究仍存在以下不足: 1)多数研究[2-6]事先假设不确定性上界已知,通过增强控制算法本身的鲁棒性来减弱不确定性影响; 2)少有文献考虑系统稳态精度,事实上由于无法准确获知不确定性大小,系统存在着稳态跟踪误差. 因此,对于受未知上界不确定性影响的拦截弹制导控制系统,寻求一种既能主动抗干扰,又能提高稳

收稿日期: 2016-06-13；**修回日期:** 2016-10-04.
基金项目: 国家自然科学基金项目(61104194)；航天支撑基金项目(2015-HT-XGD).
作者简介: 卢晓东(1978−), 男, 副教授, 博士, 从事飞行器精确制导、自适应控制等研究；赵辉(1990−), 男, 硕士生, 从事飞行器制导控制的研究.
†通讯作者. E-mail: inuyasha975@163.com

态跟踪精度的控制方法十分重要.

扩张状态观测器(ESO)因其良好的效果而被广泛应用在干扰估计上,是一种主动抗干扰的方法[7-8]. 对于未知上界的不确定性,选取常值增益并不能保证估计精度,而且当观测器状态初值与真实状态初值不相等时,高增益会使得不确定性估值存在初始尖峰现象,不利于系统稳定[9-10]. 目前研究ESO尖峰现象的文献较少,文献[11-12]通过调节增益由小到大减弱了尖峰现象,但其只提出一种参数调整策略,并没有对变增益扩张状态观测器(TVGESO)的稳定性进行证明.

基于以上分析,本文首先设计一种新型扩张状态观测器用于估计系统中的模型不确定性,分别从理论和数值方面指出TVGESO 的参数与其补偿效果、微分尖峰之间的关系;然后提出一种自适应积分滑模动态面IGC算法. 仿真结果表明了所设计的IGC算法在鲁棒性和稳态精度上的优越性.

1　数学模型建立

1.1　末端拦截下的弹目相对运动模型

考虑纵向平面拦截模型,弹目相对运动关系如图1所示.

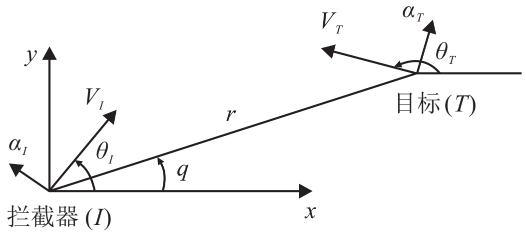


图1　末端拦截几何关系

由图1可以得到如下方程:

$$\begin{cases} V_r = V_T\cos(\theta_T - q) - V_I\cos(\theta_I - q), \\ V_q = V_T\sin(\theta_T - q) - V_I\sin(\theta_I - q). \end{cases} \tag{1}$$

其中: r为拦截弹与目标在视线方向上的相对距离, q为视线角, V_I和V_T分别为拦截弹和目标速度, θ_I和θ_T分别为拦截弹和目标的弹道倾角, V_r和V_q分别为弹目相对速度在沿视线方向和垂直于视线方向上的分量.

对式(1)第2式求导,并结合第1式可得相对视线运动方程

$$\dot V_q = -\dot r V_q/r - a_I\cos(q - \theta_I) + d_1. \tag{2}$$

其中: $d_1 = a_T\cos(q-\theta_T) - \dot V_T\sin(q-\theta_T) + \dot V_I\sin(q-\theta_I)$为总不确定性, a_I和a_T分别为拦截弹和目标的法向加速度, $\dot V_I$和$\dot V_T$分别为拦截弹和目标切向加速度.

1.2　拦截弹动力学模型

姿控式直接力/气动力复合控制拦截弹纵向平面动力学方程[13]如下:

$$\begin{cases} \dot\alpha = \dfrac{F_{\rm jet}(1+K_{\rm jet})}{MV_I} - C_\alpha\alpha + \omega_z - C_{\delta_z}\delta_z + \varDelta_1, \\ \dot\omega_z = \dfrac{F_{\rm jet}(1+M_{\rm jet})L}{J} - M_\alpha\alpha - M_{\omega_z}\omega_z - \\ \qquad M_{\delta_z}\delta_z + \varDelta_2. \end{cases} \tag{3}$$

其中: α为攻角, ω_z为俯仰角速度, δ_z为升降舵偏角, M为拦截导弹质量, L为脉冲发动机距质心位置, J为拦截导弹转动惯量, C_α、C_δ、M_α、M_{ω_z}、M_{δ_z}为气动力和气动力矩系数, $F_{\rm jet}$为反向喷流装置推力, $K_{\rm jet}$为喷流干扰放大因子, $M_{\rm jet}$为喷流干扰力矩放大因子, $\varDelta_1$、$\varDelta_2$为气动参数摄动.

1.3　拦截弹制导控制一体化模型

为便于研究,将直接力视为大小可调的连续控制力[14],定义直接力等效舵偏角

$$\delta_{{\rm jet}\_z} = F_{\rm jet}/F_{{\rm jet}\_\max}, \tag{4}$$

其中$F_{{\rm jet}_\max}$为直接侧向力的最大值. 定义虚拟控制力矩

$$v = \boldsymbol{B}\boldsymbol{u}. \tag{5}$$

其中: $\boldsymbol{u} = [\delta_z \quad \delta_{{\rm jet}\_z}]^{\rm T}$, $\boldsymbol{B} = [-M_{\delta_z}J \quad M_{\delta_{{\rm jet}\_z}}]$, $M_{\delta_{{\rm jet}\_z}} = F_{{\rm jet}\_\max}L$. 由于实际情况下攻角$\alpha$难以测量,引入攻角与过载间的关系式

$$a_I \approx V_I C_\alpha \alpha. \tag{6}$$

将式(4)、(5)代入(3),并与(2)联立得复合制导控制模型

$$\begin{cases} \dot x_1 = -\dot r x_1/r - x_2\cos(q-\theta_I) + d_1, \\ \dot x_2 = p_{11}x_2 + p_{12}x_3 + d_2, \\ \dot x_3 = p_{21}x_2 + p_{22}x_3 + bv + d_3. \end{cases} \tag{7}$$

其中: $x_1 = V_q, x_2 = a_I, x_3 = \omega_z$为系统状态; v为虚拟控制力矩; $d_i(i = 1,2,3)$为目标机动、气动参数摄动以及反向喷流干扰组成的复合干扰. 各符号具体表示为

$$p_{11} = -C_\alpha,\ p_{12} = V_I C_\alpha,$$
$$p_{21} = -M_\alpha/(V_I C_\alpha),\ p_{22} = -M_{\omega_z},$$
$$d_2 = V_I C_\alpha(-C_{\delta_z}\delta_z + F_{\rm jet}(1+K_{\rm jet})/(MV_I) + \varDelta_1),$$
$$d_3 = F_{\rm jet}M_{\rm jet}L/J + \varDelta_2,\ b = 1/J.$$

可见系统(7)是一个三阶级联非匹配不确定性系统,控制目标是在未知干扰d_i的作用下设计虚拟控制力矩v,使得在制导末端$x_1 = 0$,即$V_q = r\dot q = 0$时,满足

平行接近条件,从而能够在制导结束时刻击中目标.

假设1 直接侧向力大小固定,脉冲燃气发动机或燃气喷嘴可以多次开启.

假设2 干扰d_i及其一阶导数有界,即存在未知正数μ_i,使得$|\dot{d}_i| \leqslant \mu_i$成立($i=1,2,3$).

注1 文献[15]假设外界干扰变化缓慢,即$\lim\limits_{t\to t_f}|\dot{d}_i| = 0$,这在很多工程条件下不成立,而本文建立的假设2适用性更广.

2 扩张状态观测器设计

2.1 变增益扩张状态观测器构建

考虑一类带有未知扰动的一阶系统

$$\begin{cases}\dot{x}(t) = f(t,x) + g(t,x)u(t) + d(t),\\ y(t) = x(t).\end{cases} \tag{8}$$

其中: $f(\cdot)$、$g(\cdot)$为满足Lipschitz条件的光滑函数,$d(t)$为满足假设1的未知扰动,$y(t)$为观测量,$u(t)$为控制输入. 设计如下形式的扩张状态观测器:

$$\begin{cases}\dot{z}_1 = z_2 + f(z_1) + g(z_1)u - l_1(t)(z_1 - y),\\ \dot{z}_2 = -l_2(t)(z_1 - y).\end{cases} \tag{9}$$

其中: z_1、z_2分别为原状态$x(t)$和干扰$d(t)$的估计值,$l_1(t)$和$l_2(t)$为待设计的时变增益,设计为

$$l_1(t) = 2L(t),\ l_2(t) = L^2(t). \tag{10}$$

$L(t)$为具有如下形式的自适应更新函数:

$$\dot{L}(t) = \begin{cases}\gamma|e_1(t)|,\ |e_1| \neq 0;\\ 0,\ |e_1| = 0;\\ L(0) = l_0.\end{cases} \tag{11}$$

$\gamma > 0$为自适应参数.

定义$e_1 = z_1 - y, e_2 = z_2 - d$,可以得到跟踪误差方程

$$\dot{\boldsymbol{\xi}}(t) = \boldsymbol{A}(t)\xi(t) + \boldsymbol{B}(t)\dot{d}(t) + \boldsymbol{F}(t). \tag{12}$$

其中

$$\xi(t) = \begin{bmatrix}e_1(t)\\ e_2(t)\end{bmatrix},\ \boldsymbol{A}(t) = \begin{bmatrix}-l_1(t) & 1\\ -l_2(t) & 0\end{bmatrix},$$

$$\boldsymbol{B}(t) = \begin{bmatrix}0\\ 1\end{bmatrix},\ \boldsymbol{F}(t) = \begin{bmatrix}\tilde{f}(x) + \tilde{g}(x)u\\ 0\end{bmatrix},$$

$$\tilde{f}(x) = f(z_1) - f(x_1),\ \tilde{g}(x) = g(z_1) - g(x_1).$$

本文的时变矩阵均有界,以$\boldsymbol{A}(t)$为例,其在区间$[t_0, t_f]$的上界和下界分别用$\overline{\boldsymbol{A}}$和$\underline{\boldsymbol{A}}$表示.

定理1 对于系统(8),如果按式(10)、(11)选择观测器增益$L(t)(\underline{L} \leqslant L(t) \leqslant \bar{L})$,则一定存在正定对称矩阵$\boldsymbol{P}(t)(\underline{P} \leqslant \boldsymbol{P} \leqslant \overline{\boldsymbol{P}})$,使得状态重构误差$e_1(t)$和干扰估计误差$e_2(t)$一致最终有界.

证明 因为$f(\cdot)$和$g(\cdot)$满足Lipschitz条件,输入$u(t)$有界,所以存在Lipschitz常数$\eta_1 > 0$,使得$|\tilde{f}(x) + \tilde{g}(x)u| \leqslant \eta_1|e_1(t)|$成立.

选择Lyapunov函数

$$V(t,\xi) = L^{-5/2}(t)\xi^{\mathrm{T}}(t)\boldsymbol{P}(t)\boldsymbol{\xi}(t) + \frac{1}{2}(L(t) - \bar{L})^2, \tag{13}$$

$$\boldsymbol{P}(t) = \begin{bmatrix}6l_2(t) - l_1^2(t) & -l_1(t)\\ -l_1(t) & 6\end{bmatrix}.$$

由于$L(t) > 0$,显然$\boldsymbol{P}(t)$为正定对称矩阵. 对式(13)沿时间求导,得

$$\begin{aligned}\dot{V}(t,\boldsymbol{\xi}) \leqslant &-\boldsymbol{\xi}^{\mathrm{T}}(t)(\boldsymbol{Q}_1(t) + \boldsymbol{Q}_2(t))\boldsymbol{\xi}(t) + \\ &L^{-5/2}(t)\|\boldsymbol{P}(t)\|(2\eta_1\|\boldsymbol{B}^{\mathrm{T}}\|\|\boldsymbol{\xi}\|^2 + \\ &2\mu_1\|\boldsymbol{B}\|\|\boldsymbol{\xi}\|) - (\overline{L} - L(t))\dot{L}(t).\end{aligned} \tag{14}$$

其中

$$\boldsymbol{Q}_1(t) = \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\Big(\frac{\boldsymbol{P}(t)}{L^{5/2}(t)}\Big) = \boldsymbol{M}(t)\dot{L}(t),$$

$$\boldsymbol{Q}_2(t) = \frac{(\boldsymbol{A}(t)^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P}(t) + \boldsymbol{P}(t)\boldsymbol{A}(t))}{L^{5/2}(t)} = \frac{\boldsymbol{N}(t)}{L^{5/2}(t)}.$$

时变矩阵

$$\boldsymbol{M}(t) = \begin{bmatrix}L^{-3/2}(t) & -3L^{-5/2}(t)\\ -3L^{-5/2}(t) & 15L^{-7/2}(t)\end{bmatrix},$$

$$\boldsymbol{N}(t) = \begin{bmatrix}4L^3(t) & 0\\ 0 & 4L(t)\end{bmatrix}.$$

当$|e_1(t)| \neq 0$时,$\dot{L}(t) = \gamma|e_1(t)| > 0$,显然$\boldsymbol{Q}_1(t)$、$\boldsymbol{Q}_2(t)$均为正定对称矩阵;当$L(t) \geqslant 1$时,由Schur定理知,$4\underline{L}\boldsymbol{I}_2 \leqslant 4L(t)\boldsymbol{I}_2 \leqslant \boldsymbol{N}(t)$,因此$\boldsymbol{\xi}^{\mathrm{T}}(t)\boldsymbol{N}(t)\boldsymbol{\xi}(t) \geqslant 4\underline{L}\boldsymbol{\xi}^{\mathrm{T}}(t)\boldsymbol{\xi}(t)$,代入式(14),得

$$\dot{V}(t,\boldsymbol{\xi}) \leqslant -\frac{\|\boldsymbol{\xi}(t)\|}{L^{5/2}(t)}[(4\underline{L} - c_1\eta_1)\|\boldsymbol{\xi}(t)\| - c_1\mu_1], \tag{15}$$

其中$c_1 = 2\|\boldsymbol{B}\|\|\overline{\boldsymbol{P}}\|$为常数. 选取增益初值$l_0 = \underline{L} > \max\Big\{\frac{c_1\eta_1}{4}, 1\Big\}$,则系统跟踪误差将会收敛到邻域

$$\varPhi = \Big\{(\boldsymbol{\xi}(t))\Big|\|\boldsymbol{\xi}(t)\| \leqslant \frac{c_1\mu_1}{(4\underline{L} - c_1\eta_1}\Big\}. \tag{16}$$

由此定理得证. □

当$l_1(t)$、$l_2(t)$为常值增益l_1、l_2时,求解式(12),得到干扰估计误差时域表达式

$$\begin{aligned}e_2(t) = &-\frac{L^2t}{4}\exp\Big(-\frac{Lt}{2}\Big)e_1(0) + \Big(\frac{Lt}{2} + 1\Big)\times \\ &\exp\Big(-\frac{Lt}{2}\Big)e_2(0) + \int_0^t \mathrm{e}^{\boldsymbol{A}(t-\tau)}\dot{d}(\tau)\mathrm{d}\tau.\end{aligned} \tag{17}$$

当$e_1(0) \neq 0, t = t_p = 2/L$时,式(17)第1项可写为$-L\exp(-1)e_1(0)/2$. 线性ESO为了满足全局收敛,一般会取$L$为高增益,于是传统方法将会在$t_p$时

刻出现尖峰现象,而时变增益由于从较小值l_0开始变化,将会有效降低尖峰的幅度.

2.2　TVGESO参数整定策略

由Lyapunov方法得到的误差收敛域(16)是相对保守的,但是也可以看出,随着$L(t)$的增长,收敛精度将会不断提高. γ表征了$L(t)$的变化速度,γ越大,收敛速度越快,但是相应尖峰抑制能力变弱,因此γ选取需要均衡考虑.

观测器增益过大会使系统抖振,影响估计效果,为避免这种现象,自适应律修正为

$$\dot{L}(t)=\begin{cases}D(\gamma),\ L(t)\leqslant L_{\max};\\0,\ L(t)>L_{\max}.\end{cases}\tag{18}$$

其中: $L_{\max}>0$;而

$$D(\gamma)=\begin{cases}\gamma|e_1|,\ |e_1|>\varphi;\\0,\ |e_1|\leqslant\varphi;\end{cases}$$

$\varphi>0$为死区边界.

图2给出了基于TVGESO的复合控制导弹一体化设计框图.

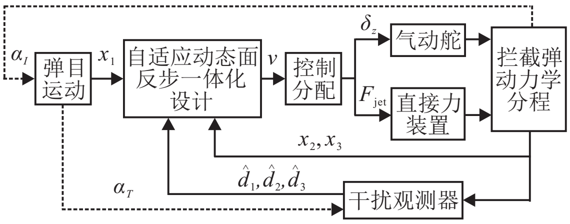


图 2　基于TVGESO的复合控制导弹一体化设计

3　制导控制一体化算法设计

3.1　鲁棒自适应积分滑模动态面控制

定义式(7)每个子系统的跟踪误差为

$$z_i=x_i-x_{id},\ i=1,2,3,\tag{19}$$

其中x_{id}为虚拟控制量. 为了提高控制器的精度和鲁棒性,定义如下积分滑模面:

$$s_j=z_j+k_j\int_0^t g(z_j)\mathrm{d}\tau-\mathit{\Pi}_j\mathrm{e}^{-\nu_j t},\ j=1,2,3.\tag{20}$$

其中: $k_j,\nu_j>0$; $\mathit{\Pi}_j=z_j(0)$,其作用是保证系统初始状态位于滑模面上,增强鲁棒性; $g(z)$为如下的非线性函数[16]:

$$g(z)=\begin{cases}\kappa\sin(\pi z/\kappa/2),\ |z|<\kappa;\\\kappa,\ z\geqslant\kappa;\\-\kappa,\ z\leqslant-\kappa.\end{cases}\tag{21}$$

其中$\kappa>0$为误差成型参数. 当跟踪误差$|z|<\kappa$时,有$|g(z)|>|z|$;当跟踪误差$|z|\geqslant\kappa$时, $g(z)$为饱和函数,因此$g(z)$具有“小误差放大、大误差饱和”的作用,按式(20)选择滑模面,可以避免积分项造成的超调(Wind-up)现象.

Step 1　对系统(7)第1个子系统滑模面求导,得到

$$\begin{aligned}\dot{s}_1=&-\dot{r}x_1/r-x_2\cos(q-\theta_I)+d_1+\\&k_1g(z_1)+\nu_1z_1(0)\mathrm{e}^{-\nu_1t}.\end{aligned}\tag{22}$$

利用TVGESO在线估计值$\hat{d}_1$,设计第1个子系统的虚拟控制量为

$$\begin{aligned}x_{2c}=&\cos^{-1}(q-\theta_I)(-\dot{r}x_1/r+\hat{d}_1+\alpha_1s_1+\\&k_1g(z_1)+\nu_1z_1(0)\mathrm{e}^{-\nu_1t}+\hat{\mathit{\Gamma}}_1\mathrm{sat}(s_1/\phi_1)).\end{aligned}\tag{23}$$

其中: $\alpha_1>0$, $\hat{\mathit{\Gamma}}_1\mathrm{sat}(s_1/\phi_1)$为鲁棒项. 反演法控制需要虚拟控制量的一阶导数,为了避免直接求取微分带来的复杂计算过程,将x_{2c}经过如下的一阶指令滤波器进行处理:

$$\tau_1\dot{x}_{2d}+x_{2d}=x_{2c},\ x_{2d}(0)=x_{2c}(0).\tag{24}$$

定义指令滤波误差

$$e_{f1}=x_{2d}-x_{2c}.\tag{25}$$

Step 2　对第2个子系统滑模面求导,得到

$$\begin{aligned}\dot{s}_2=&p_{11}x_2+p_{12}x_3+d_2-\dot{x}_{2d}+\\&k_2g(z_2)+\nu_2z_2(0)\mathrm{e}^{-\nu_2t}.\end{aligned}\tag{26}$$

结合扩张状态观测器输出,设计第2个子系统的虚拟控制量

$$\begin{aligned}x_{3c}=&p_{12}^{-1}(-p_{11}x_2-\hat{d}_2+\dot{x}_{2d}-\\&\alpha_2s_2-k_2g(z_2)-\nu_2z_2(0)\mathrm{e}^{-\nu_2t}-\\&\hat{\mathit{\Gamma}}_2\mathrm{sat}(s_2/\phi_2)).\end{aligned}\tag{27}$$

同理,经过式(24)的指令滤波器,得到x_{3c}的近似微分值$\dot{x}_{3d}$,定义滤波误差

$$e_{f2}=x_{3d}-x_{3c}.\tag{28}$$

Step 3　对系统(7)最后一级子系统滑模面求导,得到

$$\begin{aligned}\dot{s}_3=&p_{21}x_2+p_{22}x_3+bv+d_3-\dot{x}_{3d}+\\&k_3g(z_3)+\nu_3z_3(0)\mathrm{e}^{-\nu_3t},\end{aligned}\tag{29}$$

系统控制输入设计为

$$\begin{aligned}v=&b^{-1}(-p_{21}x_2-p_{22}x_3-\hat{d}_3+\dot{x}_{3d}-\alpha_3s_3-\\&k_3g(z_3)-\nu_3z_3(0)\mathrm{e}^{-\nu_3t}-\hat{\mathit{\Gamma}}_3\mathrm{sat}(s_3/\phi_3)).\end{aligned}\tag{30}$$

饱和函数定义为

$$\mathrm{sat}(s_i/\phi_i)=\begin{cases}\mathrm{sgn}(s_i),\ s_i>\phi_i;\\s_i/\phi_i,\ s_i\leqslant\phi_i.\end{cases}\tag{31}$$

其中ϕ_i为边界层, $i=1,2,3$.

假设 3　干扰估计误差$\varepsilon_1-\varepsilon_3$、虚拟控制指

令微分$\dot{x}_{2c}$、$\dot{x}_{3c}$有界,即存在未知正数$\varGamma_i$、D_j满足$|\varepsilon_i| \leqslant \varGamma_i, |\dot{x}_{(j+1)c}| \leqslant D_j,\ i=1,2,3,\ j=1,2$.

3.2 稳定性证明

定理2 对于系统(7),选择自适应律$\dot{\hat{\varGamma}}_i = \lambda_i(-\sigma_i\hat{\varGamma}_i + |s_i| + s_i^2/\phi_i)$, $\lambda_i,\ \sigma_i > 0$, ϕ_i为边界层, $i=1,2,3$,选择合适的参数,在控制(23)、(27)、(30)的作用下,是一致最终有界的.

证明 选取Lyapunov函数

$$V = \frac{1}{2}\sum_{i=1}^{3} s_i^2 + \frac{1}{2}\sum_{i=1}^{2} e_{fi}^2 + \frac{1}{2\lambda_i}\sum_{i=1}^{3}\tilde{\varGamma}_i^2. \tag{32}$$

为表述方便,将式(32)等号右端各项分别表示为V_1、V_2、V_3. 对式(32)各项分别沿时间求导,得到

$$\dot{V}_1 = \sum_{i=1}^{3} s_i(-\alpha_i s_i - \hat{\varGamma}_i \mathrm{sat}(s_i/\phi_i) + \varepsilon_i) \leqslant \\ -\sum_{i=1}^{3}\alpha_i s_i^2 - \chi + \sum_{i=1}^{3}\varGamma_i|s_i|, \tag{33}$$

其中$\chi = -\sum_{i=1}^{3} s_i\hat{\varGamma}_i\mathrm{sat}(s_i/\phi_i)$;第2项为

$$\dot{V}_2 = -\sum_{j=1}^{2} e_{fj}(e_{fj}/\tau_j + \dot{x}_{(j+1)c}) \leqslant \\ \sum_{j=1}^{2}((1-1/\tau_j)e_{fj}^2 + D_j^2/4), \tag{34}$$

其中$\max\{\tau_1,\tau_2\} < 1$;第3项为

$$\dot{V}_3 \leqslant \frac{1}{2}\sum_{i=1}^{3}[-2\tilde{\varGamma}_i(|s_i| + s_i^2/\phi_i) - \sigma_i(\tilde{\varGamma}_i^2 - \varGamma_i^2)] \leqslant \\ -\frac{1}{2}\sum_{i=1}^{3}\sigma_i(\tilde{\varGamma}_i^2 - \varGamma_i^2) - \sum_{i=1}^{3}\tilde{\varGamma}_i(|s_i| + s_i^2/\phi_i). \tag{35}$$

1) 当$s_i > \phi_i$时,由式(32)可知$\chi = -\sum_{i=1}^{3}\hat{\varGamma}_i|s_i|$. 联立式(33)和(35),得

$$\dot{V} \leqslant -\sum_{i=1}^{3}\alpha_i s_i^2 - \frac{1}{2}\sum_{i=1}^{3}\sigma_i\tilde{\varGamma}_i^2 + \rho_1 \leqslant -K_1V + \rho_1. \tag{36}$$

其中

$$K_1 = \min\{\min(2\alpha_i), \min(\lambda_i\sigma_i)\},\ i=1,2,3;$$

$$\rho_1 = \frac{1}{2}\sum_{i=1}^{3}\sigma_i\varGamma_i^2 + \frac{1}{4}\sum_{j=1}^{2}D_j^2.$$

2) 当$s_i \leqslant \phi_i$时, $\chi = -\sum_{i=1}^{3}\hat{\varGamma}_i s_i^2/\phi_i$. 由Young不等式知$|s_i|\varGamma_i \leqslant \varGamma_i(s_i^2/\phi_i + \phi_i/4)$,此时

$$\dot{V} \leqslant -K_1V + \rho_2, \tag{37}$$

其中

$$\rho_2 = \frac{1}{4}\sum_{i=1}^{3}(2\sigma_i\varGamma_i^2 + \phi_i\varGamma_i) + \frac{1}{4}\sum_{j=1}^{2}D_j^2.$$

从而得到$V(t) \leqslant \max\{V(0), (\rho_2/K_1)\}$,这意味着滑模面$s_i$与自适应参数误差$\tilde{\varGamma}_i$将始终存在于有界紧集内,因此误差会收敛到原点附近的邻域内. 特别地,当$K_1 \gg \rho_2$时,可以保证收敛域足够小,即滑模面$s_i \to 0$. □

注2 为避免系统滤波误差及干扰估计误差估值$\hat{\varGamma}_j$发散,将自适应律修正为

$$\dot{\hat{\varGamma}}_j = \begin{cases} \lambda_j|s_j|,\ |s_j| > \psi_j; \\ 0,\ |s_j| \leqslant \psi_j; \\ j=1,2,3. \end{cases} \tag{38}$$

其中$\psi_j > 0$为边界层厚度.

4 仿真分析

末制导初始条件为: $r(0) = 30\,\mathrm{km}$, $q(0) = 30°$;拦截弹位于20 km的高空, $V_I(0) = 1\,500\,\mathrm{m/s}$, $\theta_I(0) = 45°$,末段飞行中受到气动阻力速度有损耗, $\dot{V}_I = -20\,\mathrm{m/s^2}$;假设目标速度$V_T(0) = 1\,000\,\mathrm{m/s}$且无速度损耗, $\theta_T(0) = 200°$;拦截弹动力学系数为: $C_\alpha = 0.206\,\mathrm{s^{-1}}$, $C_{\delta_z} = 0.012\,\mathrm{s^{-1}}$, $M_\alpha = 17.5\ \mathrm{s^{-2}}$, $M_{\delta_z} = 7.967\,\mathrm{s^{-2}}$, $J = 200\,\mathrm{kg\cdot m^2}$, $F_{\mathrm{jet\_max}} = 1\,400\,\mathrm{N}$, $L = 1\,\mathrm{m}$,初始攻角$\alpha(0) = -20°$,初始俯仰角速度$\omega_z(0) = 0°/\mathrm{s}$.

采用动态分配方式对气动力和直接力进行分配[17],姿控发动机开关门限定义为大于最大推力的70%即开启,且最大可以同时开启5个;舵偏角限幅$[-30°, 30°]$,舵偏角速率限幅$\pm 120°/\mathrm{s}$. 假设喷流干扰力放大因子$K_{\mathrm{jet}} = 0.2$,喷流干扰力矩放大因子$M_{\mathrm{jet}} = 0.3$,气动参数负拉偏30%,假设目标作如下形式机动:

$$a_T = \begin{cases} 5\,\mathrm{g},\ t < 2\,\mathrm{s}; \\ 8\sin(0.4\pi t)\,\mathrm{g},\ 2\,\mathrm{s} \leqslant t < 5\,\mathrm{s}; \\ -5\,\mathrm{g},\ t \geqslant 5\,\mathrm{s}. \end{cases} \tag{39}$$

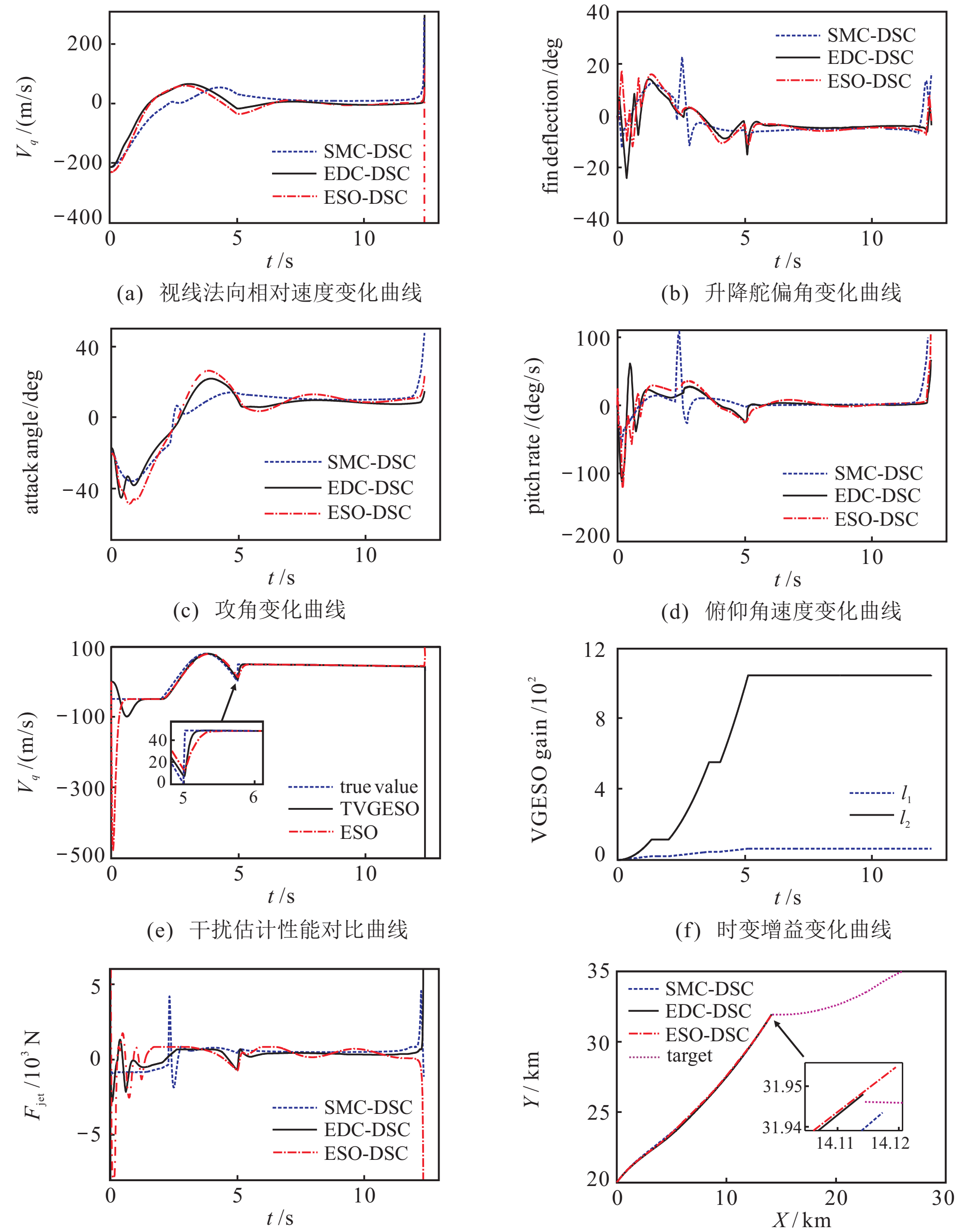
为验证所设计制导控制算法的有效性,将本文方法(EDC-DSC)与基于传统滑模动态面算法(SMC-DSC)[18]、基于传统ESO的动态面算法(ESO-DSC)[19]进行对比.

3种方法的控制器参数如表1所示.

图3为3种算法在制导控制系统中的性能对比情况. 由图3(a)可知:在系统存在目标机动、喷流扰动等复合干扰作用下,EDC-DSC和ESO-DSC能够使V_q保持在零附近,满足平行接近条件;而SMC-DSC因不带干扰补偿环节,完全使用高增益抑制干扰,故不能

表 1　控制器参数

控制方式	参　　数
EDC-DSC	$[\alpha_1,\alpha_2,\alpha_3]=[3,2,2]$, $[k_1,k_2,k_3]=[1,0.7,0.7]$, $[\tau_1,\tau_2]=[0.05,0.05]$, $[\lambda_1,\lambda_2,\lambda_3]=[10.0,10.0,2.0]$, $\nu=5$, $[\psi_1,\psi_2,\psi_3]=[1.0,0.05,0.04]$, $[\phi_1,\phi_2,\phi_3]=[1.0,0.5,0.5]$, $[\sigma_1,\sigma_2,\sigma_3]=[3.0,3.0,3.0]$, $[\kappa_1,\kappa_2,\kappa_3]=[2.0,2.0,2.0]$, $\gamma=8$, $l_0=0.02$, $L_{\max}=2\,000$, $\varphi=0.01$
SMC-DSC	$[k_1{}',k_2{}',k_3{}']=[3,3,3]$, $[M_1,M_2,M_3]=[80,20,10]$, $[\varepsilon_1,\varepsilon_2,\varepsilon_3]=[5,0.65,0.65]$
ESO-DSC	$[k_1{}',k_2{}',k_3{}']=[3,3,3]$, $l_{11}=l_{21}=l_{31}=30$, $l_{12}=l_{22}=l_{32}=225$



(a) 视线法向相对速度变化曲线　(b) 升降舵偏角变化曲线

(c) 攻角变化曲线　(d) 俯仰角速度变化曲线

(e) 干扰估计性能对比曲线　(f) 时变增益变化曲线

(g) 连续直接力使用情况　(h) 拦截弹与目标运动轨迹

图 3　制导控制一体化设计仿真结果

完全抵消不匹配不确定性影响,导致制导末端视线角速率提前发散. EDC-DSC 由于采用了积分滑模与动态面结合的控制方式,在一定程度上减弱了干扰估计误差对系统稳态性能的影响,因此控制效果优于 ESO-DSC.

由图 3(b) 可知升降舵偏角发生了速率饱和,导致直接侧向力开启,弹体姿态变化剧烈. EDC-DSC 方法观测器增益自适应更新,并且初始值较小,因此未出现严重的超调,最大峰值为 −99.24,有利于闭环系统的稳定. 随着自适应增益的逐渐增大, TVGESO

跟踪误差要小于ESO(图3(e)). 图3(e)为EDC-DSC和ESO-DSC对复合干扰估计性能对比情况. 可以看出,在初始阶段,当观测器初值与真实状态初值之间误差为 -83.3 时, ESO-DSC对干扰的估值出现了峰值现象,最大峰值达到了 -487.7. 当到达设置精度时,根据设计自适应律,观测器增益便不再增长(图3(f)).

图3(g)为连续直接力的使用情况. 在制导初段,为了抵消高空弹体的非最小相位特性,直接力均有工作. 由于ESO-DSC的尖峰饱和现象,其消耗的脉冲发动机个数为214,而EDC-DSC和SMC-DSC分别为182个和165个. 图3(h)为3种方法下弹道对比曲线, EDC-DSC脱靶量为1.43 m, SMC-DSC和ESO-DSC脱靶量分别为3.72 m和5.50 m,这表明本文方法具有控制精度高、消耗燃料少的优点.

5 结 论

本文提出了一种基于干扰补偿的自适应动态面制导控制一体化设计方法,提高了复合控制拦截弹的打击精度. 通过设计时变增益观测器有效减弱了传统线性ESO中出现的初始尖峰现象,并且抑制了复合干扰对系统跟踪性能的影响. 仿真结果表明,该设计方法跟踪精度高、鲁棒性能好,并且所消耗脉冲发动机个数少,满足临近空间拦截弹末段制导控制任务需求. 文中并未分析测量噪声对复合干扰估计性能的影响,对存在随机测量噪声下的干扰估计问题以及快速一体化控制器设计是下一步需要研究和解决的问题.

参考文献(References)

[1] Christian T, Yuri S. Missile controlled by lift and divert thrusters using nonlinear dynamic sliding manifolds[J]. J of Guidance Control & Dynamics, 2006, 29(3): 617-625.

[2] Menon P K, Ohlmeyer E J. Integrated guidance-control systems for fixed-aim warhead missiles[C]. AIAA Missile Sciences Conf. Montery: AIAA, 2000: 1-10.

[3] Xin M, Bslskrishnan S N. Integrated guidance and control of missiles with Theta-D method[J]. IEEE Trans on Control Systems Technology, 2006, 14(6): 981-992.

[4] Shima T, Idan M, Golan O M. Sliding-mode control for integrated missile autopilot guidance[J]. J of Guidance Control & Dynamics, 2006, 29(2): 250-260.

[5] Shtessel Y B, Shkolnikov I A, Levant A. Guidance and control of missile interceptor using second-order sliding modes[J]. IEEE Trans on Aerospace & Electronic Systems, 2009, 45(1): 110-124.

[6] Hou M Z, Liang X L. Adaptive block dynamic surface control for integrated missile guidance and autopilot[J]. Chinese J of Aeronautics, 2013, 26(3): 741-750.

[7] Shao X, Wang H. Active disturbance rejection based trajectory linearization control for hypersonic reentry vehicle with bounded uncertainties[J]. ISA Trans, 2015, 54(1): 27-38.

[8] Han J Q. From PID to active disturbance rejection control[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2009, 56(3): 900-906.

[9] Zhao Z L, Guo B Z. On active disturbance rejection control for nonlinear systems using time-varying gain[J]. European J of Control, 2015, 23(5): 62-70.

[10] Pu Z, Yuan R. A class of adaptive extended state observers for nonlinear disturbed systems[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2015, 62(9): 5858-5869.

[11] 周涛. 基于反双曲正弦函数的扩张状态观测器[J]. 控制与决策, 2015, 30(5): 943-946.
(Zhou T. Extended state observer based on inverse hyperbolic sine function[J]. Control and Decision, 2015, 30(5): 943-946.)

[12] 于洪国, 康忠健, 陈瑶. 基于双曲正切函数的二阶时变参数扩张状态观测器[J]. 控制理论与应用, 2016, 33(4): 530-534.
(Yu H G, Kang Z J, Chen Y. Time varying parameter second order extended state observer based on hyperbolic tangent function[J]. Control Theory & Applications, 2016, 33(4): 530-534.)

[13] Liu Z, Jia X. Novel backstepping design for blended aero and reaction-jet missile autopilot[J]. J of Systems Engineering and Electronics, 2008, 19(1): 148-153.

[14] Zhou D, Shao C. Dynamics and autopilot design for endoatmospheric interceptors with dual control systems[J]. Aerospace Science & Technology, 2009, 13(6): 291-300.

[15] Yang J, Li S, Yu X. Sliding-mode control for systems with mismatched uncertainties via a disturbance observer[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2013, 60(1): 3988-3993.

[16] 李鹏. 传统和高阶滑模控制研究及其应用[D]. 长沙: 国防科学技术大学机电工程与自动化学院, 2011.
(Li P. Research and application of traditional and higher-order sliding mode control[D]. Changsha: The Institute of Electromechanical Engineering and Automation, National University of Defense Technology, 2011.)

[17] 胥彪, 周荻. 基于反步法及控制分配的导弹直接侧向力/气动力复合控制[J]. 系统工程与电子技术, 2014, 36(3): 527-531.
(Xu B, Zhou D. Backstepping and control allocation for dual aero/propulsive missile control[J]. Systems Engineering and Electronics, 2014, 36(3): 527-531.)

[18] Swaroop D, Hedrick J K. Dynamic surface control for a class of nonlinear systems[J]. IEEE Trans on Automatic Control, 2000, 45(10): 1893-1899.

[19] Chao G, Xiao G L. Integrated guidance and control based on block backstepping sliding mode and dynamic control allocation[J]. J of Aerospace Engineering, 2015, 229(9): 1559-1574.

（责任编辑：李君玲）