2012 年 12 月 北京航空航天大学学报 December 2012
第38卷 第12期 Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics Vol. 38 No. 12

基于增量模型的 BTT 导弹新型解耦补偿控制

曾宪法 王小虎 张 晶

(北京控制与电子技术研究所, 北京 100038) (北京航空航天大学 自动化科学与电气工程学院, 北京 100191)

摘 要: 详细分析了倾斜转弯(BTT, Bank-To-Turn)导弹传统动态逆控制的特点及其存在的问题,在此基础上提出了一种基于增量模型的 BTT 导弹解耦补偿控制方法. 该方法通过建立一种描述从当前动态转移至期望动态的 BTT 导弹增量模型,消除了难以测量或不确定较大的模型部分;在此基础上结合动态逆控制思想设计了 BTT 导弹的增量式解耦跟踪控制律,与传统动态逆相比,该控制律对模型的依赖程度大幅降低;为进一步提高控制系统对干扰的适应性,提出了一种简单的干扰估计/补偿策略;最后通过数学仿真验证了该方法的有效性.

关 键 词: 倾斜转弯导弹; 动态逆; 增量模型; 非线性控制; 自适应控制

中图分类号: TP 273.2

文献标识码: A **文 章 编 号**: 1001-5965(2012)12-1611-05

Novel decoupling-compensating control based on incremental model for bank-to-turn missiles

Zeng Xianfa Wang Xiaohu

(Beijing Institute of Control & Electronics Technology, Beijing 100038, China)

Zhang Jing

(School of Automation Science and Electrical Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100191, China)

Abstract: The characteristic and existed problems of traditional dynamic inversion control for bank-to-turn (BTT) missiles were analyzed in detail. A novel decoupling-compensating control approach was proposed for BTT missiles. In this approach, an incremental BTT model which demonstrated the transition from current dynamics to desired dynamics was established. And by doing so, the portion of model which was difficult to observe or with large uncertainties was eliminated. Then based on the incremental model and dynamic inversion, the incremental decoupling-tracking control law was designed which relied less on model than the traditional dynamic inversion. To further improve the control law's adaptability to disturbances, a simple disturbance estimation and compensation strategy was proposed. Finally, simulation results validate the effectiveness of this approach.

Key words: bank-to-turn missiles; dynamic inversion; incremental model; nonlinear control; adaptive control

倾斜转弯(BTT, Bank-To-Turn)导弹通过快速滚转运动使主升力面迅速指向目标,同时通过俯仰运动产生期望的过载. 正是由于 BTT 导弹的快速滚转运动,使其通道间的气动耦合、运动耦合及非线性特性非常严重;同时在飞行过程中还存在着各种干扰和不确定性. 这些因素为 BTT 导弹控制系统的设计带来了挑战.

传统的 BTT 导弹控制以经典控制理论为基础,首先忽略耦合而单独设计各通道,然后在控制律中加入协调支路,以削弱通道间的耦合[1]. 该方法简单易行,在工程上得到广泛应用,但是当滚转角速度较大时,结果并不理想,而且参数调节较

收稿日期: 2011-07-25; **网络出版时间**: 2012-12-07 10:54

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20121207.1054.002.html

作者简介: 曾宪法(1982-),男,湖南怀化人,博士生,xianfa110@163.com.

为困难. 随着非线性控制理论的发展,以动态逆为代表的各种非线性控制技术广泛用于解决这类时变、非线性、强耦合的复杂系统[2-9],但是这类方法还存在一些问题,例如,动态逆方法[2-4]对被控对象数学模型过于依赖;神经网络自适应方法[5-6]较为复杂,且学习速率能否满足实时控制的要求还有待进一步研究;变结构控制[7-8]目前多与反馈线性化相结合,因此除了抖振问题之外,其对模型也存在一定依赖性.

为充分利用非线性控制的优势,并提高控制的鲁棒性和可实现性,本文在文献[9]的基础上提出了一种基于增量模型的解耦补偿控制方法. 通过建立 BTT 导弹的增量模型,并以其为基础结合动态逆设计一种增量式解耦控制律,减小了对模型的依赖;为进一步提高控制性能,提出了一种简单的干扰估计/补偿策略对干扰进行估计和补偿;数学仿真验证了本文方法的有效性.

1 BTT 导弹的动态逆控制分析

考虑如下 BTT 导弹数学模型:

$$\dot{\boldsymbol{x}}_2 = \boldsymbol{f}_2(\boldsymbol{x}) + \boldsymbol{g}_2(\boldsymbol{x})\boldsymbol{x}_1 + \boldsymbol{d}_2 \tag{1}$$

$$\dot{\boldsymbol{x}}_1 = \boldsymbol{f}_1(\boldsymbol{x}) + \boldsymbol{g}_1(\boldsymbol{x})\boldsymbol{u} + \boldsymbol{d}_1 \tag{2}$$

式中,$\boldsymbol{x}_1=[\omega_x,\omega_y,\omega_z]^{\mathrm{T}}$ 为滚转、偏航和俯仰角速率;$\boldsymbol{x}_2=[\alpha,\beta,\gamma]^{\mathrm{T}}$ 为攻角、侧滑角和滚转角;$\boldsymbol{u}=[\delta_x,\delta_y,\delta_z]^{\mathrm{T}}$ 为滚转、偏航与俯仰通道舵偏角;$\boldsymbol{x}=[\boldsymbol{x}_1^{\mathrm{T}},\boldsymbol{x}_2^{\mathrm{T}}]^{\mathrm{T}}$;$\boldsymbol{d}_1,\boldsymbol{d}_2$ 为外部干扰;$\boldsymbol{f}_1(\boldsymbol{x})=\bar{\boldsymbol{f}}_1(\boldsymbol{x})+\Delta\boldsymbol{f}_1$;$\boldsymbol{g}_1(\boldsymbol{x})=\bar{\boldsymbol{g}}_1(\boldsymbol{x})+\Delta\boldsymbol{g}_1$;$\boldsymbol{f}_2(\boldsymbol{x})=\bar{\boldsymbol{f}}_2(\boldsymbol{x})+\Delta\boldsymbol{f}_2$;$\boldsymbol{g}_2(\boldsymbol{x})=\bar{\boldsymbol{g}}_2(\boldsymbol{x})+\Delta\boldsymbol{g}_2$,其中 $\Delta\boldsymbol{f}_1,\Delta\boldsymbol{f}_2,\Delta\boldsymbol{g}_1,\Delta\boldsymbol{g}_2$ 为模型不确定部分,$\bar{\boldsymbol{f}}_1(\boldsymbol{x}),\bar{\boldsymbol{f}}_2(\boldsymbol{x}),\bar{\boldsymbol{g}}_1(\boldsymbol{x}),\bar{\boldsymbol{g}}_2(\boldsymbol{x})$ 为名义模型部分,具体可见文献[10].

为便于控制律设计,根据奇异摄动原理对导弹模型进行时标分离,可设计内、外回路的动态逆控制律分别为

$$\left.\begin{aligned}\boldsymbol{x}_{1\mathrm{c}} &= \bar{\boldsymbol{g}}_2^{-1}(x)[\dot{\boldsymbol{x}}_{2\mathrm{d}} - \bar{\boldsymbol{f}}_2(\boldsymbol{x})]\\ \boldsymbol{u}_{\mathrm{c}} &= \bar{\boldsymbol{g}}_1^{-1}(\boldsymbol{x})(\dot{\boldsymbol{x}}_{1\mathrm{d}} - \bar{\boldsymbol{f}}_1(\boldsymbol{x}))\end{aligned}\right\} \tag{3}$$

式中,$\dot{\boldsymbol{x}}_{1\mathrm{d}}=\boldsymbol{K}(\boldsymbol{x}_{1\mathrm{c}}-\boldsymbol{x}_1)$ 和 $\dot{\boldsymbol{x}}_{2\mathrm{d}}=\boldsymbol{C}(\boldsymbol{x}_{2\mathrm{c}}-\boldsymbol{x}_2)$ 分别为内、外回路期望的动态特性,$\boldsymbol{K}=\mathrm{diag}(K_1,K_2,K_3)$,$\boldsymbol{C}=\mathrm{diag}(C_1,C_2,C_3)$ 分别为内、外回路设计参数;$\boldsymbol{x}_{1\mathrm{c}},\boldsymbol{x}_{2\mathrm{c}}$ 分别为内、外回路指令.

为更为直观地了解动态逆控制的特点,将式(3)展开可得

$$\left.\begin{aligned}\omega_{x\mathrm{c}} &= C_1(\gamma_{\mathrm{c}} - \gamma)\\ \omega_{y\mathrm{c}} &= C_2(\beta_{\mathrm{c}} - \beta) - \alpha C_1(\gamma_{\mathrm{c}} - \gamma) - \bar{f}_{21}\\ \omega_{z\mathrm{c}} &= C_3(\alpha_{\mathrm{c}} - \alpha) + \beta C_1(\gamma_{\mathrm{c}} - \gamma) - \bar{f}_{22}\end{aligned}\right\} \tag{4}$$

$$\left.\begin{aligned}\delta_{x\mathrm{c}} &= -K_1(\omega_{x\mathrm{c}} - \omega_x)/c_3 - \bar{f}_{11}/c_3\\ \delta_{y\mathrm{c}} &= -K_2(\omega_{y\mathrm{c}} - \omega_y)/b_3 - \bar{f}_{12}/b_3\\ \delta_{z\mathrm{c}} &= -K_3(\omega_{z\mathrm{c}} - \omega_z)/a_3 - \bar{f}_{13}/a_3\end{aligned}\right\} \tag{5}$$

式中,$\bar{f}_{21},\bar{f}_{22}$ 分别为 $\bar{\boldsymbol{f}}_2(x)$ 的前 2 个分量;$\bar{f}_{11},\bar{f}_{12},\bar{f}_{13}$ 分别为 $\bar{\boldsymbol{f}}_1(\boldsymbol{x})$ 的 3 个分量;c_3,b_3,a_3 为操纵效率系数,下标 c 代表指令.

由式(4)可知,偏航与俯仰通道的角速度指令包含解耦项 $\alpha C_1(\gamma_{\mathrm{c}}-\gamma)$ 和 $\beta C_1(\gamma_{\mathrm{c}}-\gamma)$,这与 BTT 控制的传统解耦项[11] $\omega_x\alpha,\omega_x\beta$ 基本一致,不同之处在于动态逆是采用 $\omega_{x\mathrm{c}}$ 计算解耦项,相比传统解耦其具有超前特性,使指令更为协调.

另一方面,与传统的增益调参相比,动态逆的参数调节更加简单,且 c_3,b_3,a_3 的物理含义对内回路控制参数的调节具有指导意义.

然而,由于 $\bar{\boldsymbol{f}}_1(\boldsymbol{x}),\bar{\boldsymbol{f}}_2(\boldsymbol{x})$ 与气动系数直接相关,而这些系数可能与实际气动存在较大偏差,并且难以实时测量,因此在式(4)和式(5)中直接使用它们将可能导致系统的鲁棒性变差.

2 BTT 导弹的新型解耦补偿控制

2.1 基于增量模型的解耦跟踪控制

假设 1 控制量连续且计算频率足够快(通常为控制系统开环截止频率的 5 倍以上).

假设 2 不考虑模型不确定性及外部干扰.

2.1.1 外回路控制律设计

假定当前时刻的状态表示为 $\boldsymbol{x}_{\mathrm{curr}}$,控制输入为 $\boldsymbol{x}_{1\mathrm{curr}}$,由此产生的动态为 $\dot{\boldsymbol{x}}_{2\mathrm{curr}}$,则根据式(1)中的名义模型部分可建立当前时刻的方程为

$$\dot{\boldsymbol{x}}_{2\mathrm{curr}} = \bar{\boldsymbol{f}}_2(\boldsymbol{x}_{\mathrm{curr}}) + \bar{\boldsymbol{g}}_2(\boldsymbol{x}_{\mathrm{curr}})\boldsymbol{x}_{1\mathrm{curr}} \tag{6}$$

令下一时刻的状态为 $\boldsymbol{x}_{\mathrm{next}}$,期望的动态为 $\dot{\boldsymbol{x}}_{2\mathrm{d}}$,而产生该期望动态的控制量为 $\boldsymbol{x}_{1\mathrm{c}}$,则它们之间的关系为

$$\dot{\boldsymbol{x}}_{2\mathrm{d}} = \bar{\boldsymbol{f}}_2(\boldsymbol{x}_{\mathrm{next}}) + \bar{\boldsymbol{g}}_2(\boldsymbol{x}_{\mathrm{next}})\boldsymbol{x}_{1\mathrm{c}} \tag{7}$$

将式(7)与式(6)相减,整理可得

$$\Delta\dot{\boldsymbol{x}}_{2\mathrm{d}} = \bar{\boldsymbol{f}}_2(\boldsymbol{x}_{\mathrm{next}}) - \bar{\boldsymbol{f}}_2(\boldsymbol{x}_{\mathrm{curr}}) + \bar{\boldsymbol{g}}_2(\boldsymbol{x}_{\mathrm{next}})\boldsymbol{x}_{1\mathrm{c}} - \bar{\boldsymbol{g}}_2(\boldsymbol{x}_{\mathrm{curr}})\boldsymbol{x}_{1\mathrm{curr}} \tag{8}$$

式中,$\Delta\dot{\boldsymbol{x}}_{2\mathrm{d}}=\dot{\boldsymbol{x}}_{2\mathrm{d}}-\dot{\boldsymbol{x}}_{2\mathrm{curr}}$ 为外回路期望的动态特性增量.

根据假设 1,可认为以下关系成立:

$$\bar{\boldsymbol{g}}_2(\boldsymbol{x}_{\mathrm{next}}) \approx \bar{\boldsymbol{g}}_2(\boldsymbol{x}_{\mathrm{curr}})$$

$$\bar{\boldsymbol{f}}_2(\boldsymbol{x}_{\mathrm{next}}) \approx \bar{\boldsymbol{f}}_2(\boldsymbol{x}_{\mathrm{curr}})$$

于是,简化式(8)可建立外回路的增量模型为

$$\Delta\dot{\boldsymbol{x}}_{2\mathrm{d}} = \bar{\boldsymbol{g}}_2(\boldsymbol{x}_{\mathrm{curr}})\Delta\boldsymbol{x}_{1\mathrm{c}} \tag{9}$$

式中,$\Delta \boldsymbol{x}_{1c}=\boldsymbol{x}_{1c}-\boldsymbol{x}_{1curr}$为外回路输入指令增量.

进一步基于式(9),结合动态逆思想,可设计如下增量形式的控制律为

$$\boldsymbol{x}_{1c}=\boldsymbol{x}_{1curr}+\bar{\boldsymbol{g}}_2^{-1}(\boldsymbol{x}_{curr})(\dot{\boldsymbol{x}}_{2d}-\dot{\boldsymbol{x}}_{2curr}) \tag{10}$$

显然,通过上述增量化处理,式(10)中已经不再包含$\bar{\boldsymbol{f}}_2(\boldsymbol{x})$项.

2.1.2　内回路控制律设计

内回路用于产生期望的舵偏角指令,由于与外回路的设计过程类似,因此中间过程不再赘述,仅给出设计结果.

根据式(2)建立由当前时刻到下一时刻的增量模型为

$$\Delta \dot{\boldsymbol{x}}_{1d}=\bar{\boldsymbol{g}}_1(\boldsymbol{x}_{curr})\Delta \boldsymbol{u}_c \tag{11}$$

式中,$\Delta \dot{\boldsymbol{x}}_{1d}$,$\Delta \boldsymbol{u}_c$分别为内回路期望的动态特性增量和控制增量.

基于式(11),结合动态逆思想可得内回路的增量式控制律为

$$\boldsymbol{u}_c=\boldsymbol{u}_{curr}+\bar{\boldsymbol{g}}_1^{-1}(\boldsymbol{x}_{curr})(\dot{\boldsymbol{x}}_{1d}-\dot{\boldsymbol{x}}_{1curr}) \tag{12}$$

式中,$\boldsymbol{u}_{curr}$,$\dot{\boldsymbol{x}}_{1curr}$分别为内回路当前控制量和动态特性.

显然,在式(12)中除了 c_3,b_3,a_3 之外,不再包含其它与气动系数相关的量,因此对模型的依赖程度大幅降低. 而 c_3,b_3,a_3 的不确定性可通过调节 K_1,K_2,K_3 或其它自适应方法予以补偿.

2.2　闭环系统鲁棒性分析

假设 3　外部干扰及其导数均有界.

根据式(1)和式(2),按照增量控制的特点建立当前时刻与下一时刻的动态方程为

$$\left.\begin{aligned}\dot{\boldsymbol{x}}_{2curr}&=\boldsymbol{f}_2(\boldsymbol{x}_{curr})+\boldsymbol{g}_2(\boldsymbol{x}_{curr})\boldsymbol{x}_{1curr}+\boldsymbol{d}_{2curr}\\ \dot{\boldsymbol{x}}_{1curr}&=\boldsymbol{f}_1(\boldsymbol{x}_{curr})+\boldsymbol{g}_1(\boldsymbol{x}_{curr})\boldsymbol{u}_{curr}+\boldsymbol{d}_{1curr}\end{aligned}\right\} \tag{13}$$

$$\left.\begin{aligned}\dot{\boldsymbol{x}}_{2next}&=\boldsymbol{f}_2(\boldsymbol{x}_{next})+\boldsymbol{g}_2(\boldsymbol{x}_{next})\boldsymbol{x}_{1c}+\boldsymbol{d}_{1next}\\ \dot{\boldsymbol{x}}_{1next}&=\boldsymbol{f}_1(\boldsymbol{x}_{next})+\boldsymbol{g}_1(\boldsymbol{x}_{next})\boldsymbol{u}_c+\boldsymbol{d}_{2next}\end{aligned}\right\} \tag{14}$$

式中,$\boldsymbol{d}_{1curr}$,$\boldsymbol{d}_{2curr}$,$\boldsymbol{d}_{1next}$,$\boldsymbol{d}_{2next}$分别为当前时刻及下一时刻内、外回路的外部干扰.

将式(10)和式(12)代入式(14)可得

$$\left.\begin{aligned}\dot{\boldsymbol{x}}_{2next}&=\boldsymbol{f}_2(\boldsymbol{x}_{next})+\boldsymbol{g}_2(\boldsymbol{x}_{next})[\boldsymbol{x}_{1curr}+\\ &\quad\bar{\boldsymbol{g}}_2^{-1}(\boldsymbol{x}_{curr})(\dot{\boldsymbol{x}}_{2d}-\dot{\boldsymbol{x}}_{2curr})]+\boldsymbol{d}_{2next}\\ \dot{\boldsymbol{x}}_{1next}&=\boldsymbol{f}_1(\boldsymbol{x}_{next})+\boldsymbol{g}_1(\boldsymbol{x}_{next})[\boldsymbol{u}_{curr}+\\ &\quad\bar{\boldsymbol{g}}_1^{-1}(\boldsymbol{x}_{curr})(\dot{\boldsymbol{x}}_{1d}-\dot{\boldsymbol{x}}_{1curr})]+\boldsymbol{d}_{1next}\end{aligned}\right\} \tag{15}$$

为简化推导,且不失一般性,假设:

$$\left.\begin{aligned}\bar{\boldsymbol{g}}_1^{-1}(\boldsymbol{x}_{curr})&=\boldsymbol{g}_1^{-1}(\boldsymbol{x}_{curr})+\Delta \boldsymbol{g}_1'\\ \bar{\boldsymbol{g}}_2^{-1}(\boldsymbol{x}_{curr})&=\boldsymbol{g}_2^{-1}(\boldsymbol{x}_{curr})+\Delta \boldsymbol{g}_2'\end{aligned}\right\} \tag{16}$$

式中,$\Delta \boldsymbol{g}_1'$和$\Delta \boldsymbol{g}_2'$分别为内、外回路逆误差.

将式(13)、式(16)代入式(15),可得

$$\left.\begin{aligned}\dot{\boldsymbol{x}}_{2next}&=\dot{\boldsymbol{x}}_{2d}+\boldsymbol{D}_{2next}\\ \dot{\boldsymbol{x}}_{1next}&=\dot{\boldsymbol{x}}_{1d}+\boldsymbol{D}_{1next}\end{aligned}\right\} \tag{17}$$

式中,$\boldsymbol{D}_{1next}$和$\boldsymbol{D}_{2next}$为内、外回路总误差,且:

$$\begin{aligned}\boldsymbol{D}_{1next}&=\delta \boldsymbol{f}_1+\boldsymbol{g}_1(\boldsymbol{x}_{curr})\Delta \boldsymbol{g}_1'(\dot{\boldsymbol{x}}_{1d}-\dot{\boldsymbol{x}}_{1curr})+\\ &\quad\delta \boldsymbol{g}_1[\boldsymbol{u}_{curr}+(\boldsymbol{g}_1^{-1}(\boldsymbol{x}_{curr})+\Delta \boldsymbol{g}_1')\cdot\\ &\quad(\dot{\boldsymbol{x}}_{1d}-\dot{\boldsymbol{x}}_{1curr})]+\boldsymbol{d}_{1next}-\boldsymbol{d}_{1curr}\\ \boldsymbol{D}_{2next}&=\delta \boldsymbol{f}_2+\boldsymbol{g}_2(\boldsymbol{x}_{curr})\Delta \boldsymbol{g}_2'(\dot{\boldsymbol{x}}_{2d}-\dot{\boldsymbol{x}}_{2curr})+\\ &\quad\delta \boldsymbol{g}_2[\boldsymbol{x}_{1curr}+(\boldsymbol{g}_2^{-1}(\boldsymbol{x}_{curr})+\Delta \boldsymbol{g}_2')\cdot\\ &\quad(\dot{\boldsymbol{x}}_{2d}-\dot{\boldsymbol{x}}_{2curr})]+\boldsymbol{d}_{2next}-\boldsymbol{d}_{2curr}\\ \delta \boldsymbol{f}_1&=\boldsymbol{f}_1(\boldsymbol{x}_{next})-\boldsymbol{f}_1(\boldsymbol{x}_{curr})\\ \delta \boldsymbol{f}_2&=\boldsymbol{f}_2(\boldsymbol{x}_{next})-\boldsymbol{f}_2(\boldsymbol{x}_{curr})\\ \delta \boldsymbol{g}_2&=\boldsymbol{g}_2(\boldsymbol{x}_{next})-\boldsymbol{g}_2(\boldsymbol{x}_{curr})\\ \delta \boldsymbol{g}_1&=\boldsymbol{g}_1(\boldsymbol{x}_{next})-\boldsymbol{g}_1(\boldsymbol{x}_{curr})\end{aligned}$$

为进行对比分析,按照上述方式可进一步推导式(3)的误差特性为

$$\left.\begin{aligned}\dot{\boldsymbol{x}}_{2next}&=\dot{\boldsymbol{x}}_{2d}+\boldsymbol{D}_{2next}'\\ \dot{\boldsymbol{x}}_{1next}&=\dot{\boldsymbol{x}}_{1d}+\boldsymbol{D}_{1next}'\end{aligned}\right\} \tag{18}$$

式中

$$\begin{aligned}\boldsymbol{D}_{1next}'&=\delta \boldsymbol{f}_1+\Delta \boldsymbol{f}_1+\\ &\quad\boldsymbol{g}_1(\boldsymbol{x}_{curr})\Delta \boldsymbol{g}_1'(\dot{\boldsymbol{x}}_{1d}-\bar{\boldsymbol{f}}_1(\boldsymbol{x}_{curr}))+\\ &\quad\delta \boldsymbol{g}_1[(\boldsymbol{g}_1^{-1}(\boldsymbol{x}_{curr})+\Delta \boldsymbol{g}_1')(\dot{\boldsymbol{x}}_{1d}-\bar{\boldsymbol{f}}_1(\boldsymbol{x}_{curr}))]+\boldsymbol{d}_{1next}\\ \boldsymbol{D}_{2next}'&=\delta \boldsymbol{f}_2+\Delta \boldsymbol{f}_2+\\ &\quad\boldsymbol{g}_2(\boldsymbol{x}_{curr})\Delta \boldsymbol{g}_2'(\dot{\boldsymbol{x}}_{2d}-\bar{\boldsymbol{f}}_2(\boldsymbol{x}_{curr}))+\\ &\quad\delta \boldsymbol{g}_2[(\boldsymbol{g}_2^{-1}(\boldsymbol{x}_{curr})+\Delta \boldsymbol{g}_2')(\dot{\boldsymbol{x}}_{2d}-\bar{\boldsymbol{f}}_2(\boldsymbol{x}_{curr}))]+\boldsymbol{d}_{2next}\end{aligned}$$

显然,与$\boldsymbol{D}_{1next}$,$\boldsymbol{D}_{2next}$相比,$\boldsymbol{D}_{1next}'$,$\boldsymbol{D}_{2next}'$中包含了与气动力和力矩系数相关的 $\Delta \boldsymbol{f}_1$ 和 $\Delta \boldsymbol{f}_2$,相比其它项,$\Delta \boldsymbol{f}_1$ 和 $\Delta \boldsymbol{f}_2$ 更大且难于测量.

另一方面,在假设 1 和假设 3 下,$\delta \boldsymbol{f}_1$,$\delta \boldsymbol{f}_2$,$\delta \boldsymbol{g}_1$,$\delta \boldsymbol{g}_2$ 均很小,且干扰增量 $\boldsymbol{d}_{1next}-\boldsymbol{d}_{1curr}$与 $\boldsymbol{d}_{2next}-\boldsymbol{d}_{2curr}$也将显著小于 $\boldsymbol{d}_{1next}$和 $\boldsymbol{d}_{2next}$本身.

综上,在干扰及不确定性存在的情况下,本文控制方法误差将远小于传统动态逆方法.

2.3　一种简单的干扰估计/补偿策略

为进一步提升控制性能,本文提出一种简单的干扰估计及补偿策略.

由式(18)可知,干扰可描述为实际动态特性与期望动态特性的差,而利用这一特点可对干扰进行估计.

尽管 $\boldsymbol{D}_{1next}$与 $\boldsymbol{D}_{2next}$难以获得,但是根据假设 1 和假设 3,可认为 $\boldsymbol{D}_{1curr}\approx\boldsymbol{D}_{1next}$和 $\boldsymbol{D}_{2curr}\approx\boldsymbol{D}_{2next}$成立,其中 $\boldsymbol{D}_{1curr}$,$\boldsymbol{D}_{2curr}$为当前时刻内、外回路总误差. 故可将它们作为下一时刻干扰的估计,即

$$\left.\begin{aligned}\boldsymbol{D}_{1curr}&=\dot{\boldsymbol{x}}_{2curr}-\dot{\boldsymbol{x}}_{2d_pre}\\ \boldsymbol{D}_{2curr}&=\dot{\boldsymbol{x}}_{1curr}-\dot{\boldsymbol{x}}_{1d_pre}\end{aligned}\right\} \tag{19}$$

式中，$\dot{\boldsymbol{x}}_{1d_pre}$ 和 $\dot{\boldsymbol{x}}_{2d_pre}$ 分别为上一时刻内、外回路期望的动态特性.

将式(10)、式(12)与式(19)相结合，即可得完整的 BTT 导弹的新型解耦补偿控制律为

$$\left.\begin{aligned}\boldsymbol{x}_{1c} &= \boldsymbol{x}_{1curr} + \boldsymbol{g}_2^{-1}(\boldsymbol{x}_{curr})(\dot{\boldsymbol{x}}_{2d} - 2\dot{\boldsymbol{x}}_{2curr} + \dot{\boldsymbol{x}}_{2d_pre})\\ \boldsymbol{u}_c &= \boldsymbol{u}_{curr} + \boldsymbol{g}_1^{-1}(\boldsymbol{x}_{curr})(\dot{\boldsymbol{x}}_{1d} - 2\dot{\boldsymbol{x}}_{1curr} + \dot{\boldsymbol{x}}_{1d_pre})\end{aligned}\right\} \tag{20}$$

2.4 状态及其导数信号的获取

式(20)中所需的各种状态及其导数信号可通过测量或计算的方式获得. 其中角速度、姿态角和角加速度可分别由惯导、速率陀螺和角加速度传感器测量得到；滚转角导数则可由角加速度、角速度及姿态角信号计算得到. 但是攻角及侧滑角导数信号较难直接测量，因此本文通过构造跟踪-微分器[12]的方法来间接获取. 获取攻角导数信号的跟踪-微分器可构造为

$$\left.\begin{aligned}\dot{z}_1 &= z_2\\ \dot{z}_2 &= -R\cdot \mathrm{sat}(z_1 - \alpha + |z_2|z_2/2R, b)\end{aligned}\right\} \tag{21}$$

式中，R 为设计参数；z_1 和 z_2 分别用于逼近攻角及其导数信号；b 为一小正常数；令 $z = z_1 - \alpha + |z_2|z_2/2R$，则饱和函数为

$$\mathrm{sat}(z,b) = \begin{cases}\mathrm{sgn}\, z & |z| > b\\ z/b & |z| \leqslant b\end{cases}$$

获取侧滑角导数信号的跟踪-微分器与式(21)类似，只需将被跟踪信号换成侧滑角即可.

3 仿真分析

在 MATLAB/SIMULINK 环境中建立 BTT 导弹六自由度数学模型，气动数据取自文献[5].

控制参数设置为：$\boldsymbol{K} = \mathrm{diag}(25,25,25)$，$\boldsymbol{C} = \mathrm{diag}(5,5,5)$；控制计算步长为 0.005 s.

为验证本文方法对干扰及不确定性的适应性，将气动参数向上拉偏 30%，同时令 $\boldsymbol{d}_1 = [3,1,5]^{\mathrm{T}} \times \sin 5t(°)$.

1) 不引入干扰补偿，并与传统动态逆、PID (Proportion Integration Differentiation)控制方法进行对比，仿真结果如图 1 ~ 图 3 所示.

由图 1 ~ 图 3 可知，在解耦性能方面，本文方法与传统动态逆均优于 PID 控制方法；而在干扰的作用下，传统动态逆与 PID 控制的响应均出现抖动，可见这两种方法对外部干扰的鲁棒性较差；同时动态逆控制的攻角响应明显下移，证明其对参数不确定非常敏感；而基于本文方法的控制响应较为平稳，且参数拉偏对控制精度也没有影响，由此可见，本文方法的干扰适应能力及控制性能明显优于传统动态逆与 PID 控制方法.

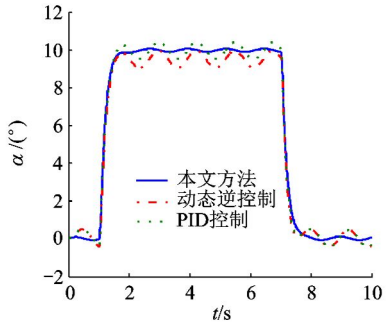


图 1 条件 1)时攻角响应曲线

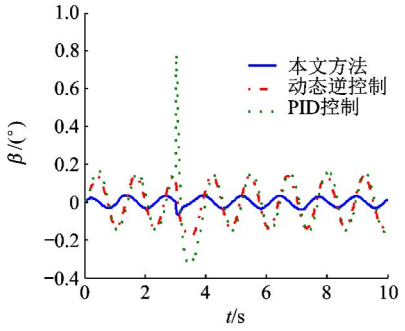


图 2 条件 1)时侧滑角响应曲线

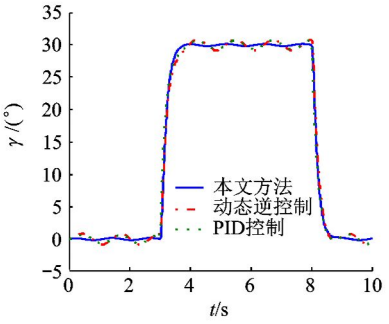


图 3 条件 1)时滚转角响应曲线

2) 针对本文方法，进一步对有无干扰补偿的控制效果进行比较，仿真结果如图 4 ~ 图 6 所示.

由图 4 ~ 图 6 可知，在引入干扰补偿之后，控制性能进一步提升，由此证明了干扰估计/补偿策略的有效性.

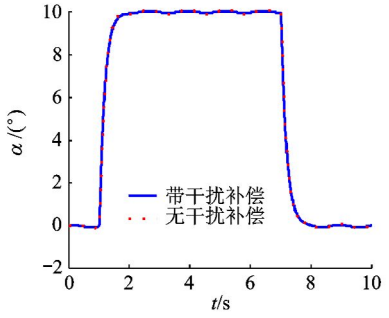


图 4 条件 2)时攻角响应曲线

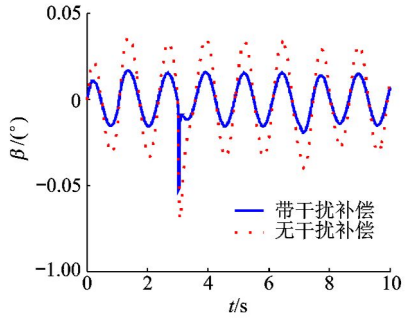


图 5　条件 2)时侧滑角响应曲线

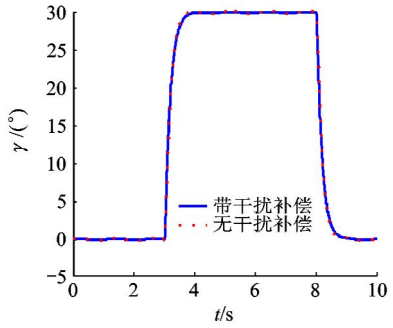


图 6　条件 2)时滚转角响应曲线

4　结　论

本文在对传统动态逆控制的特点及局限性进行深入分析的基础上,提出了一种基于增量模型的解耦补偿控制方法,并基于该方法设计了 BTT 导弹内、外回路控制律,主要结论如下:

1) 与传统动态逆方法相比,本文所提出的控制方法对模型的依赖程度更小,控制性能更好,且具有良好的工程可实现性;

2) 与经典控制相比,本文所提出控制方法的参数调节更加简单,且物理意义明确,解耦性能与干扰适应能力更佳;

3) 本文所提出的干扰估计/补偿方法能对外部干扰以及各种不确定性进行估计并补偿,进一步提升控制性能. 数学仿真证明了本文方法的有效性.

参考文献 (References)

[1] Arrow A. An analysis of aerodynamic requirements for coordinated bank-to-turn autopilots[R]. NASA-CR-3644,1982

[2] Kim J,Jang J. Nonlinear model inversion control for bank-to-turn missile[R]. AIAA-1995-3318,1995

[3] Wee L B. Nonlinear autopilot design for bank-to-turn steering of a flight vehicle[J]. Journal of Guidance Control and Dynamics, 1996,19(4):978-979

[4] 张艳,段朝阳,张平,等. 基于动态逆的 BTT 导弹自动驾驶仪设计[J]. 北京航空航天大学学报,2007,33(4):422-426
Zhang Yan,Duan Chaoyang,Zhang Ping,et al. BTT missile autopilot design based on dynamic inversion[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics,2007,33(4):422-426(in Chinese)

[5] 于秀萍. 基于动态逆系统和神经网络理论的 BTT 导弹控制系统研究[D]. 哈尔滨:哈尔滨工程大学自动化学院,2004
Yu Xiuping. The research of BTT missile control system based on dynamic inversion system and neural network theory[D]. Harbin:College of Automation,Harbin Engineering University,2004 (in Chinese)

[6] Cho D,Kang S,Kim H. Adaptive dynamic surface control based on neural network for missile autopilot[R]. AIAA-2011-6251, 2011

[7] 曾宪法,王洁瑶,王小虎,等. 基于 SMDO 的滑模控制器设计及其在导弹上的应用[J]. 航空学报,2011,32(5):873-880
Zeng Xianfa,Wang Jieyao,Wang Xiaohu,et al. Design of sliding mode controller based on SMDO and its application to missile control[J]. Acta Aeronautics et Astronautica Sinica, 2011, 32(5):873-880(in Chinese)

[8] Ahn C,Kim Y,Kim H. Adaptive sliding mode control for non-affine nonlinear vehicle systems[R]. AIAA-2007-6506,2007

[9] Aaron J O,Barton J B. Enhanced NDI strategies for reconfigurable flight control[C]//Proceedings of the American Control Conference. Anchorage:IEEE,2002:3631-3636

[10] 郑建华,杨涤. 鲁棒控制理论在倾斜转弯导弹中的应用[M]. 北京:国防工业出版社,2001:86-88
Zheng Jianhua,Yang Di. The application of robust control theory to bank-to-turn missile[M]. Beijing:National Defense Industry Press,2001:86-88(in Chinese)

[11] 彭冠一. 防空导弹武器制导控制系统设计[M]. 北京:中国宇航出版社,1996:381-385
Peng Guanyi. Air Defense missile weapons' guidance and control system design[M]. Beijing:China Astronautic Press,1996: 381-385(in Chinese)

[12] 韩京清,王伟. 非线性跟踪-微分器[J]. 系统科学与数学, 1994,14(2):177-183
Han Jingqing,Wang Wei. Nonlinear tracking-differentiator[J]. Journal of System Science & Mathematical Sciences, 1994, 14(2):177-183(in Chinese)

(编　辑:赵海容)