

考虑自动驾驶仪动态特性的三维双环制导律

刘柏均[†], 侯明善, 余 英

(西北工业大学 自动化学院, 西安 710072)

摘 要: 针对导弹自动驾驶仪动态特性条件下的机动目标拦截问题, 基于非线性干扰观测器和命令滤波器设计一种新的三维双环制导律. 将制导系统解耦为外环系统和内环系统. 其中: 外环控制器产生虚拟制导指令, 以零化球坐标系下的弹目法向相对速率; 内环控制器产生真实制导指令, 以实现导弹自动驾驶仪对外环虚拟指令的快速跟踪. 由于外环命令滤波器同时计算出虚拟制导指令的一阶导数和二阶导数, 三阶系统的制导律设计问题仅用两步即可完成. 拦截高速高机动目标的仿真结果表明, 所设计的制导律能够有效补偿导弹自动驾驶仪动态特性影响, 抗目标机动鲁棒性强, 制导精度优良.

关键词: 制导律; 自动驾驶仪动态特性; 双环控制; 干扰观测器; 命令滤波器

中图分类号: TJ765.3

文献标志码: A

Three-dimensional dual-loop guidance law with autopilot dynamics

LIU Bo-jun[†], HOU Ming-shan, YU Ying

(School of Automation, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

Abstract: A novel three-dimensional dual-loop guidance law with missile autopilot dynamics based on nonlinear disturbance observers and command filters is proposed. The guidance system is decoupled into an outer loop system and an inner loop system. The outer loop controller generates a virtual guidance law, which makes the normal relative velocities between missile and target in spherical coordinates converge to zero. The inner loop controller generates a real guidance law, which makes the missile autopilot track the virtual guidance law from the outer loop fast. Since a command filter in the outer loop calculates both the first and the second derivatives of the virtual guidance law, the whole guidance design procedure of the three-order system is accomplished just in two steps. Simulation results for a missile intercepting a high speed and high maneuvering target show that the proposed guidance law compensates the influence of autopilot dynamics effectively, has strong robustness of resistance against target maneuver, and possesses high guidance precision.

Keywords: guidance law; autopilot dynamics; dual-loop control; disturbance observer; command filter

0 引 言

面对高速高机动目标的拦截问题, 比例导引律往往难以达到令人满意的拦截效果^[1]. 增广比例导引律^[1]虽然在理论上能够有效提高拦截机动目标的制导精度, 但由于目标机动信息通常难以准确获得, 不易于工程应用. 自 20 世纪 90 年代以来, 在目标机动信息未知的前提下, 基于先进控制理论的制导律研究成果十分丰富, 包括 H_∞ 制导律^[2]、 L_2 增益制导律^[3]、基于 Lyapunov 方法的非线性制导律^[4]、微分几何制导律^[5]和滑模变结构制导律^[6]等. 然而在以上制导律设计过程中, 导弹自动驾驶仪动态特性均被视为理想环节.

在实际制导过程中, 导弹自动驾驶仪动态特性一般会将对制导精度造成不利影响, 因此, 有必要在制导

律设计过程中将自动驾驶仪动态特性考虑在内. 事实上, 导弹自动驾驶仪为一高阶动态环节, 为方便制导律设计, 该环节通常得以简化. 其中最方便的是将其简化为一阶动态环节, 基于该简化, 文献[7]和文献[8]分别设计了最优制导律和有限时间制导律. 然而, 用欠阻尼二阶环节表征导弹自动驾驶仪动态特性更符合实际, 基于该简化, 文献[9]设计了一种非线性自适应滑模制导律, 文献[10]设计了一种带攻击角度约束的动态面制导律.

另外, 制导指令的饱和约束问题也是制导律设计过程中需要考虑的要点, 因此, 有必要研究在欠阻尼二阶环节表征自动驾驶仪动态特性的条件下, 满足指令饱和约束的制导律设计问题. 该问题使得制导系统阶数变高. 近年来, 反演控制方法为该问题的研究

收稿日期: 2018-02-27; 修回日期: 2018-08-12.

责任编辑: 关新平.

[†]通讯作者. E-mail: liuboju_nwpu@qq.com.

提供了良好思路. 针对三阶系统的制导律设计问题, 文献[11]提出了一种基于命令滤波器的三维约束反演制导律, 该方法不仅解决了传统反演控制方法中的“微分爆炸”问题, 而且有效地将制导指令幅值限制在要求范围内. 文献[12]在反演制导律设计的最后一步首次引入一种时变滤波器, 用于补偿由于指令饱和和约束引起的系统不确定性. 文献[13]基于预设性能控制和动态面控制方法设计制导律, 使得弹目视线角速率能够在制导终端时刻收敛到零的小邻域内. 此外, 如果在用欠阻尼二阶环节表征自动驾驶仪动态特性的条件下额外考虑导弹命中点的攻击角度约束问题, 则制导系统的阶数将变为4阶. 文献[14-15]针对该问题, 采用微分观测器和自适应控制方法设计了新的反演制导律.

在文献[11-15]的反演制导律设计过程中, n 阶制导系统的设计问题总是需要 n 步完成. 而本文提出一种新的三维双环制导律设计方案, 该方案能够简化制导律设计步骤. 将制导系统解耦为外环系统和内环系统. 其中: 外环控制器产生虚拟制导指令, 以零化球坐标系下的弹目法向相对速率; 内环控制器产生真实制导指令, 以实现导弹自动驾驶仪对外环虚拟指令的快速跟踪. 因外环命令滤波器同时计算出虚拟制导指令的一阶导数和二阶导数, 故内环二阶系统的状态变量可被整合到一个滑模面上进行一次性设计, 于是三阶系统的制导律设计问题仅用两步即可完成. 由于反演设计过程中的第 n ($n \geq 2$)步总是需要抵消上一步设计中产生的交叉项, 采用反演方法无法实现本文的简化思想. 另外, 本文基于输入-状态稳定理论证明闭环制导系统的稳定性. 仿真结果表明, 本文所设计的双环制导律能够有效补偿自动驾驶仪动态特性的影响, 制导精度优良.

1 拦截问题数学模型

建立三维情况下弹目相对运动模型如图1所示. 其中: 导弹M和目标T均视为质点, 坐标系MXYZ为原点与导弹质心M重合的惯性坐标系, r 为导弹与目标之间的距离, θ 和 ϕ 为弹目视线角. (r, θ, ϕ) 为目标质心T在以导弹质心M为原点的球坐标系下的坐标. 沿球坐标系坐标轴方向的单位矢量为 (e_r, e_θ, e_ϕ) . 这里: e_r 与视线方向重合, 由导弹指向目标为正; e_ϕ 位于包含 e_r 的纵向平面内, 指向上方为正; e_θ 方向按右手定则确定. 根据运动学相关知识, 建立描述弹目相对运动的非线性微分方程组^[12]为

$$\ddot{r} - r\dot{\phi}^2 - r\dot{\theta}^2 \cos^2 \phi = a_{Tr} - a_{Mr}, \quad (1)$$

$$r\ddot{\theta} \cos \phi + 2\dot{r}\dot{\theta} \cos \phi - 2r\dot{\phi}\dot{\theta} \sin \phi = a_{T\theta} - a_{M\theta}, \quad (2)$$

$$r\ddot{\phi} + 2\dot{r}\dot{\phi} + r\dot{\theta}^2 \sin \phi \cos \phi = a_{T\phi} - a_{M\phi}, \quad (3)$$

其中 $(a_{Tr}, a_{T\theta}, a_{T\phi})$ 和 $(a_{Mr}, a_{M\theta}, a_{M\phi})$ 分别为目标和导弹的加速度在3个球坐标轴 (e_r, e_θ, e_ϕ) 方向上的分量.

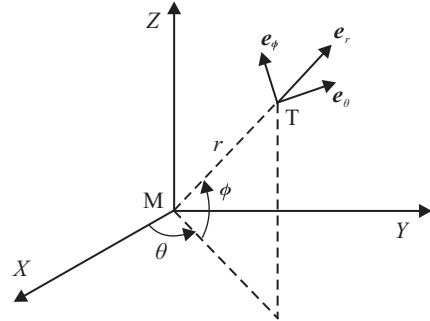


图1 弹目相对运动模型示意

令 $V_r = \dot{r}$, $V_\theta = r\dot{\theta} \cos \phi$, $V_\phi = r\dot{\phi}$. 其中: V_r 为弹目相对接近速率, V_θ 和 V_ϕ 为弹目法向相对速率. 在实际制导过程中, 可通过调节导弹加速度 $a_{M\theta}$ 和 $a_{M\phi}$ 来控制 V_θ 和 V_ϕ , 而 V_r 是不可控的, 但始终有 $V_r < 0$. 本文的制导律设计目的是使弹目法向相对速率 V_θ 和 V_ϕ 收敛到零.

为方便制导律设计, 将式(2)和(3)重写为

$$\dot{V}_\theta = -\frac{V_r V_\theta}{r} + \frac{V_\theta V_\phi \tan \phi}{r} - a_{M\theta} + a_{T\theta}, \quad (4)$$

$$\dot{V}_\phi = -\frac{V_r V_\phi}{r} - \frac{V_\theta^2 \tan \phi}{r} - a_{M\phi} + a_{T\phi}. \quad (5)$$

事实上, 制导计算机生成的制导指令是由导弹自动驾驶仪实现的, 根据工程经验, 导弹的实际加速度总是滞后于其制导指令. 为补偿这一滞后作用, 考虑将自动驾驶仪动态环节用如下含未知项的欠阻尼二阶系统^[11-15]表征为:

$$\ddot{a}_{Mi} = -2\xi_a \omega_a \dot{a}_{Mi} - \omega_a^2 a_{Mi} + \omega_a^2 u_i + w_i, \quad i = \theta, \phi. \quad (6)$$

其中: ξ_a 和 ω_a 分别为该动态环节的阻尼比和自然频率, 其值通常由工程经验确定; u_i 为真实制导指令; w_i 为包括未建模动态和其他未知干扰的不确定项.

在实际制导过程中, 真实制导指令 u_i 需满足饱和和约束 $u_i \in [-u_M, u_M]$, $i = \theta, \phi$, u_M 为制导指令幅值上限.

令 $\mathbf{x}_1 = [V_\theta, V_\phi]^T$, $\mathbf{x}_2 = [a_{M\theta}, a_{M\phi}]^T$, $\mathbf{x}_3 = [\dot{a}_{M\theta}, \dot{a}_{M\phi}]^T$, $\mathbf{u} = [u_\theta, u_\phi]^T$, $\mathbf{w}_1 = [a_{T\theta}, a_{T\phi}]^T$, $\mathbf{w}_2 = [w_\theta, w_\phi]^T$. 根据式(4)~(6), 可将非线性制导系统记为

$$\dot{\mathbf{x}}_1 = \mathbf{f}(\mathbf{x}_1) - \mathbf{x}_2 + \mathbf{w}_1, \quad (7)$$

$$\dot{\mathbf{x}}_2 = \mathbf{x}_3, \quad (8)$$

$$\dot{\mathbf{x}}_3 = -2\xi_a \omega_a \mathbf{x}_3 - \omega_a^2 \mathbf{x}_2 + \omega_a^2 \mathbf{u} + \mathbf{w}_2, \quad (9)$$

其中

$$f(x_1) = \begin{bmatrix} -\frac{V_r V_\theta}{r} + \frac{V_\theta V_\phi \tan \phi}{r} \\ -\frac{V_r V_\phi}{r} - \frac{V_\theta^2 \tan \phi}{r} \end{bmatrix}. \quad (10)$$

为后文研究方便, 在此给出如下两个引理.

引理1^[16] 考虑如下命令滤波器:

$$\dot{\varphi}_1 = \varphi_2, \quad (11)$$

$$\dot{\varphi}_2 = -2\xi\omega_n\varphi_2 - \omega_n^2(\varphi_1 - \alpha). \quad (12)$$

其中: 滤波器输入信号 α 满足 $|\dot{\alpha}| \leq \rho_1, |\ddot{\alpha}| \leq \rho_2$, $\rho_1, \rho_2 > 0$ 为未知常数; 滤波器初始状态满足 $\varphi_1(0) = \alpha(0), \varphi_2(0) = 0$. 于是对于任意常数 $\mu > 0$, 存在 $\omega_n > 0$ 和 $\xi \in (0, 1)$, 使得命令滤波器输出与输入之差满足 $|\varphi_1 - \alpha| \leq \mu$, 且输出信号满足 $|\dot{\varphi}_1|, |\ddot{\varphi}_1|$ 均有界.

引理2^[17] 假设函数 $f(t, x, u)$ 对于 (x, u) 是连

续可微的, 且是全局 Lipschitz 的, 对 t 一致. 若无激励系统 $f(t, x, 0)$ 在原点 $x = 0$ 处有全局指数稳定的平衡点, 则系统 $\dot{x} = f(t, x, u)$ 是输入-状态稳定的.

另外, 不失一般性, 可作出如下合理假设:

假设1 制导系统(7)~(9)的状态变量均可测;

假设2 制导系统(7)~(9)的干扰 w_1, w_2 及其各阶导数有界, 即存在未知常数 $\delta_1, \delta_2 > 0$, 使得 $\|\dot{w}_1\|_2 \leq \delta_1$ 且 $\|\dot{w}_2\|_2 \leq \delta_2$.

2 双环制导律设计

考虑导弹自动驾驶仪动态特性的双环制导系统结构如图2所示. 其中制导系统被分成外环系统和内环系统. 首先设计外环控制器产生的虚拟制导指令, 以零化球坐标系下的弹目法向相对速率; 然后设计内环控制器产生的真实制导指令, 以实现导弹自动驾驶仪对外环虚拟指令的快速跟踪.

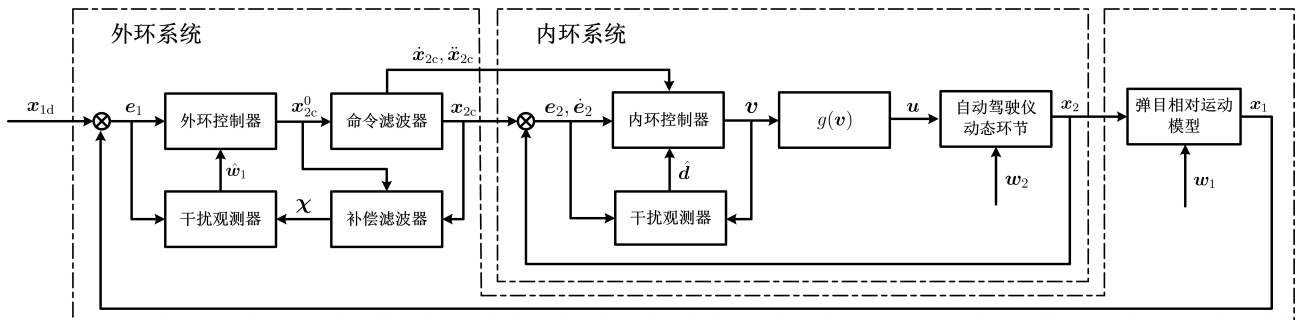


图2 双环制导系统结构框图

2.1 外环系统控制器设计

将外环系统和内环系统的跟踪误差分别定义为

$$e_1 = x_1 - x_{1d}, \quad (13)$$

$$e_2 = x_2 - x_{2c}. \quad (14)$$

其中: $x_{1d} = \mathbf{0}$ 为期望弹目法向相对速率, x_{2c} 为外环控制器产生的虚拟制导指令.

根据引理1, 考虑在外环系统中引入如下二阶命令滤波器:

$$\ddot{x}_{2c} = -2\xi\omega_n\dot{x}_{2c} - \omega_n^2(x_{2c} - x_{2c}^0). \quad (15)$$

其中: ξ 和 ω_n 分别为命令滤波器的阻尼比和自然频率, x_{2c}^0 为待设计的名义虚拟制导指令. 注意到命令滤波器(15)可计算出虚拟制导指令 x_{2c} 的一阶导数和二阶导数, 该计算结果将在内环控制器设计中使用到.

为补偿命令滤波器的作用效果, 定义如一阶补偿滤波器:

$$\dot{\chi} = -c_1\chi + (x_{2c}^0 - x_{2c}), \quad (16)$$

其中 $c_1 > 0$ 为待设计的常数.

为便于外环系统稳定性分析, 将外环系统的修正跟踪误差定义为

$$z = e_1 - \chi. \quad (17)$$

将 z 对时间求导, 并将式(13)、(14)和(16)代入, 得

$$\dot{z} = \dot{e}_1 - \dot{\chi} =$$

$$f(x_1) - x_{2c} - e_2 + w_1 + c_1\chi - (x_{2c}^0 - x_{2c}) = f(x_1) - x_{2c}^0 + w_1 + c_1\chi - e_2. \quad (18)$$

设计名义虚拟制导指令

$$x_{2c}^0 = c_1 e_1 + f(x_1) + \hat{w}_1, \quad (19)$$

其中 \hat{w}_1 为干扰 w_1 的观测结果.

考虑如下非线性干扰观测器:

$$\begin{aligned} \dot{w}_1 &= p_1 + l_1 x_1, \\ \dot{p}_1 &= -l_1 \hat{w}_1 - l_1 (f(x_1) - x_2) + z. \end{aligned} \quad (20)$$

其中: p_1 为观测器辅助项, $l_1 > 0$ 为待设计的常数.

定义干扰观测器(20)的观测误差为 $\tilde{w}_1 = w_1 - \hat{w}_1$, 并构造外环系统的 Lyapunov 函数

$$V_1 = \frac{1}{2} z^T z + \frac{1}{2} \tilde{w}_1^T \tilde{w}_1. \quad (21)$$

将 V_1 对时间求导,并将式(17)~(20)代入,得

$$\begin{aligned}\dot{V}_1 &= \mathbf{z}^T \dot{\mathbf{z}} + \tilde{\mathbf{w}}_1^T (\dot{\mathbf{w}}_1 - \dot{\hat{\mathbf{w}}}_1) = \\ & \mathbf{z}^T (c_1 \boldsymbol{\chi} - c_1 \mathbf{e}_1 + \tilde{\mathbf{w}}_1 - \mathbf{e}_2) + \\ & \tilde{\mathbf{w}}_1^T (\dot{\mathbf{w}}_1 - l_1 \tilde{\mathbf{w}}_1 - \mathbf{z}) = \\ & -c_1 \mathbf{z}^T \mathbf{z} - \mathbf{z}^T \mathbf{e}_2 + \tilde{\mathbf{w}}_1^T \dot{\mathbf{w}}_1 - l_1 \tilde{\mathbf{w}}_1^T \tilde{\mathbf{w}}_1.\end{aligned}\quad (22)$$

注1 在文献[11]的反演制导律设计中,类似地,式(22)结果中的 $-\mathbf{z}^T \mathbf{e}_2$ 项将在下一步设计中被抵消掉.但在本文的双环制导律设计中,因外环系统和内环系统的Lyapunov函数相互独立,故 $-\mathbf{z}^T \mathbf{e}_2$ 项无法以构建闭环制导系统Lyapunov函数的方式在内环控制器设计中被抵消掉.

考虑不等式

$$-\mathbf{z}^T \mathbf{e}_2 \leq \frac{1}{2} \|\mathbf{z}\|_2^2 + \frac{1}{2} \|\mathbf{e}_2\|_2^2, \quad (23)$$

$$\tilde{\mathbf{w}}_1^T \dot{\mathbf{w}}_1 \leq \frac{1}{2} \|\tilde{\mathbf{w}}_1\|_2^2 + \frac{1}{2} \|\dot{\mathbf{w}}_1\|_2^2, \quad (24)$$

以及假设2,式(22)可重写为

$$\begin{aligned}\dot{V}_1 &\leq -\left(c_1 - \frac{1}{2}\right) \|\mathbf{z}\|_2^2 - \left(l_1 - \frac{1}{2}\right) \|\tilde{\mathbf{w}}_1\|_2^2 + \\ & \frac{1}{2} \delta_1^2 + \frac{1}{2} \|\mathbf{e}_2\|_2^2 \leq \\ & -\alpha_1 V_1 + \beta_1 + \frac{1}{2} \|\mathbf{e}_2\|_2^2.\end{aligned}\quad (25)$$

其中: $\alpha_1 = \min(2c_1 - 1, 2l_1 - 1)$, $\beta_1 = \delta_1^2/2$,可通过选取 $c_1 > 1/2$ 和 $l_1 > 1/2$ 来保证 $\alpha_1 > 0$.

2.2 内环系统控制器设计

将式(9)中满足饱和约束的真实制导指令重写为

$$\mathbf{u} = g(\mathbf{v}) = \mathbf{v} + \Delta \mathbf{u}. \quad (26)$$

其中: \mathbf{v} 为待设计制导指令;且

$$g(\mathbf{v}) = u_M \tanh\left(\frac{\mathbf{v}}{u_M}\right) \quad (27)$$

为用来描述制导指令饱和约束的光滑连续函数, $\tanh(\cdot)$ 为双曲正切函数.

本文考虑真实制导指令 \mathbf{u} 与待设计制导指令 \mathbf{v} 之差 $\Delta \mathbf{u}$ 未知,由指令饱和引起的系统不确定性可视作系统干扰,可采用干扰观测器对其进行观测并将结果进行前馈补偿.将式(26)代入,式(9)可重写为

$$\dot{\mathbf{x}}_3 = -2\xi_a \omega_a \mathbf{x}_3 - \omega_a^2 \mathbf{x}_2 + \omega_a^2 \mathbf{v} + \mathbf{d}. \quad (28)$$

其中: $\mathbf{d} = \omega_a^2 \Delta \mathbf{u} + \mathbf{w}_2$ 为系统综合干扰, ξ_a 和 ω_a 与式(6)中定义相同.考虑假设2,不失一般性,可作出如下合理假设.

假设3 系统(28)的综合干扰 \mathbf{d} 的一阶导数有界,即存在未知常数 $\delta_3 > 0$,使得 $\|\dot{\mathbf{d}}\|_2 \leq \delta_3$.

构造关于内环系统跟踪误差 \mathbf{e}_2 的滑模面

$$\mathbf{s} = k\mathbf{e}_2 + \dot{\mathbf{e}}_2, \quad (29)$$

其中 $k > 0$ 为常数.可知如果滑模面 \mathbf{s} 能够收敛到零,则内环系统跟踪误差 \mathbf{e}_2 将全局一致渐近收敛到零.

将 \mathbf{s} 对时间求导,并将式(8)、(14)和(28)代入,得

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{s}} &= k\dot{\mathbf{e}}_2 + \dot{\mathbf{e}}_2 = \\ & -\omega_a^2 \mathbf{x}_2 + (k - 2\xi_a \omega_a) \mathbf{x}_3 - k\dot{\mathbf{x}}_{2c} - \\ & \ddot{\mathbf{x}}_{2c} + \omega_a^2 \mathbf{v} + \mathbf{d}.\end{aligned}\quad (30)$$

将待设计制导指令选取为

$$\begin{aligned}\mathbf{v} &= \omega_a^{-2} (-c_2 \mathbf{s} + \omega_a^2 \mathbf{x}_2 - (k - 2\xi_a \omega_a) \mathbf{x}_3 + \\ & k\dot{\mathbf{x}}_{2c} + \ddot{\mathbf{x}}_{2c} - \hat{\mathbf{d}}).\end{aligned}\quad (31)$$

其中: $c_2 > 0$ 为常数, $\hat{\mathbf{d}}$ 为干扰 \mathbf{d} 的观测结果,虚拟制导指令的导数 $\dot{\mathbf{x}}_{2c}$ 和 $\ddot{\mathbf{x}}_{2c}$ 由命令滤波器(15)计算得到.

考虑如下非线性干扰观测器:

$$\begin{aligned}\dot{\hat{\mathbf{d}}} &= \mathbf{p}_2 + l_2 \mathbf{x}_3, \\ \dot{\mathbf{p}}_2 &= -l_2 \hat{\mathbf{d}} - l_2 (-2\xi_a \omega_a \mathbf{x}_3 - \omega_a^2 \mathbf{x}_2 + \omega_a^2 \mathbf{v}) + \mathbf{s}.\end{aligned}\quad (32)$$

其中: \mathbf{p}_2 为观测器辅助项, $l_2 > 0$ 为待设计的常数.

定义干扰观测器(32)的观测误差为 $\tilde{\mathbf{d}} = \mathbf{d} - \hat{\mathbf{d}}$,并构造内环系统的Lyapunov函数

$$V_2 = \frac{1}{2} \mathbf{s}^T \mathbf{s} + \frac{1}{2} \tilde{\mathbf{d}}^T \tilde{\mathbf{d}}. \quad (33)$$

将 V_2 对时间求导,并将式(30)~(32)代入,得

$$\begin{aligned}\dot{V}_2 &= \mathbf{s}^T \dot{\mathbf{s}} + \tilde{\mathbf{d}}^T (\dot{\mathbf{d}} - \dot{\hat{\mathbf{d}}}) = \\ & \mathbf{s}^T (-c_2 \mathbf{s} + \tilde{\mathbf{d}}) + \tilde{\mathbf{d}}^T (\dot{\mathbf{d}} - l_2 \tilde{\mathbf{d}} - \mathbf{s}) = \\ & -c_2 \mathbf{s}^T \mathbf{s} + \tilde{\mathbf{d}}^T \dot{\mathbf{d}} - l_2 \tilde{\mathbf{d}}^T \tilde{\mathbf{d}}.\end{aligned}\quad (34)$$

考虑如下不等式:

$$\tilde{\mathbf{d}}^T \dot{\mathbf{d}} \leq \frac{1}{2} \|\tilde{\mathbf{d}}\|_2^2 + \frac{1}{2} \|\dot{\mathbf{d}}\|_2^2, \quad (35)$$

以及假设3,式(34)可重写为

$$\begin{aligned}\dot{V}_2 &\leq -c_2 \|\mathbf{s}\|_2^2 - \left(l_2 - \frac{1}{2}\right) \|\tilde{\mathbf{d}}\|_2^2 + \frac{1}{2} \delta_3^2 \leq \\ & -\alpha_2 V_2 + \beta_2.\end{aligned}\quad (36)$$

其中: $\alpha_2 = \min(2c_2, 2l_2 - 1)$, $\beta_2 = \delta_3^2/2$,可通过选取 $l_2 > 1/2$ 来保证 $\alpha_2 > 0$.

2.3 闭环系统稳定性分析

下面证明在本文所设计的双环制导律作用下的闭环制导系统(7)~(9)的稳定性.将式(36)两边同乘 $e^{\alpha_2 t}$ 并对 t 积分,整理可得

$$V_2(t) \leq \left(V_2(0) - \frac{\beta_2}{\alpha_2}\right) e^{-\alpha_2 t} + \frac{\beta_2}{\alpha_2} \leq V_2(0) + \frac{\beta_2}{\alpha_2}. \quad (37)$$

考虑 V_2 为正定函数,将式(33)代入(37)并计算,得

$$\|\mathbf{s}\|_2 \leq \sqrt{2\left(V_2(0) + \frac{\beta_2}{\alpha_2}\right)}, \quad (38)$$

故滑模面 s 的数值有界.

将式(29)重写为

$$\dot{e}_2 = -k e_2 + s. \quad (39)$$

由引理2可知, 系统(39)是输入-状态稳定的, 故内环系统跟踪误差 e_2 有界.

设 $\|e\|_2 \leq \delta_4$ 恒成立, 其中 $\delta_4 > 0$ 为未知常数. 于是式(25)可重写为

$$\dot{V}_1 \leq -\alpha_1 V_1 + \beta_3, \quad (40)$$

其中 $\beta_3 = \beta_1 + \delta_4^2/2$. 将式(40)两边同乘 $e^{\alpha_1 t}$ 并对 t 积分, 整理可得

$$V_1(t) \leq \left(V_1(0) - \frac{\beta_3}{\alpha_1} \right) e^{-\alpha_1 t} + \frac{\beta_3}{\alpha_1} \leq V_1(0) + \frac{\beta_3}{\alpha_1}. \quad (41)$$

将式(21)代入(41)并计算, 得

$$\|z\|_2 \leq \sqrt{2 \left(V_1(0) + \frac{\beta_3}{\alpha_1} \right)}. \quad (42)$$

故外环系统的修正跟踪误差 z 有界.

由引理1可知, 补偿滤波器(16)的输入信号 $(x_{2c}^0 - x_{2c})$ 有界. 由引理2可知, 系统(16)是输入-状态稳定的. 再由式(17)可知, 外环系统跟踪误差 e_1 有界. 综上所述, 闭环制导系统稳定性得以保证.

3 仿真与分析

本节将高超声速高机动再入弹道武器作为待拦截目标进行数字仿真, 以验证所设计的双环制导律(DLGL)的有效性. 仿真初始条件设置如下: 导弹初值位置为 $X_M = 0 \text{ m}, Y_M = 0 \text{ m}, Z_M = 0 \text{ m}$, 飞行速度为常量 $V_M = 3000 \text{ m/s}$, 初始航向角和前置角分别为 $\varphi_M = 19^\circ$ 和 $\psi_M = 56^\circ$; 目标初始位置为 $X_T = 80 \text{ km}, Y_T = 24 \text{ km}, Z_T = 40 \text{ km}$, 飞行速度为常量 $V_T = 7000 \text{ m/s}$, 初始航向角和前置角分别为 $\varphi_T = -25^\circ$ 和 $\psi_T = 180^\circ$. 根据上述信息可计算得到初始弹目视线角为 $\theta = 16.70^\circ$ 和 $\phi = 25.59^\circ$, 以及弹目视线角速率 $\dot{\theta} = 0.0181^\circ/\text{s}$ 和 $\dot{\phi} = 0.0147^\circ/\text{s}$. 将DLGL的相关参数设置为 $c_1 = 5, c_2 = 50, k = 1, \xi = 0.7, \omega_n = 50 \text{ rad/s}$; 将干扰观测器相关参数设置为 $l_1 = 5, l_2 = 100$; 根据实际工程经验, 将自动驾驶仪动态环节参数选取为 $\xi_a = 0.8, \omega_a = 20 \text{ rad/s}$. 将制导指令上限设置为 $u_M = 60 \text{ m/s}^2$, 给定脱靶量精度指标设置为 $r_{\min} = 1 \text{ m}$. 将目标的机动加速度设置为 $a_{T\theta} = 50 \sin(\pi t/3) \text{ m/s}^2$ 和 $a_{T\phi} = -30 \cos(\pi t/3) \text{ m/s}^2$, 自动驾驶仪未建模动态及其他干扰项为 $w_\theta = 5 \sin t \text{ m/s}^4$ 和 $w_\phi = -5 \cos t \text{ m/s}^4$.

为进行对比验证, 选取文献[6]提出的自适应滑模制导律(ASGL)一并仿真, 并将该制导律摘录为

$$u_i = -\frac{NV_r V_i}{r} + b_i \frac{V_i}{|V_i| + \varepsilon}, \quad i = \theta, \phi. \quad (43)$$

其中: b_i 为目标机动加速度上界, 仿真中假设其已知, 即 $b_\theta = 50, b_\phi = 30$; 选取导航比 $N = 4$; 边界层项 $\varepsilon = 1$. 在DLGL和ASGL分别作用下, 绘制弹目法向相对速率变化曲线如图3和图4所示, 制导指令变化曲线如图5和图6所示.

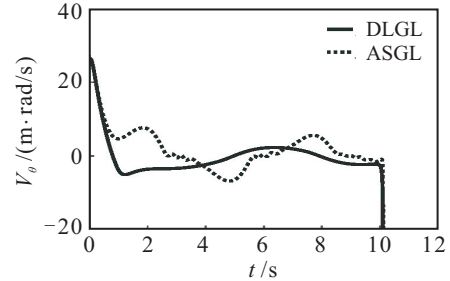


图3 弹目法向相对速率 V_θ 变化曲线

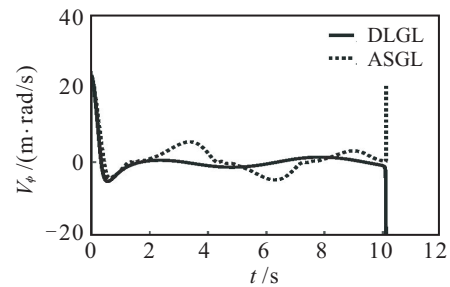


图4 弹目法向相对速率 V_ϕ 变化曲线

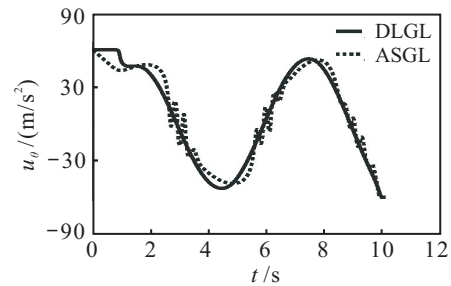


图5 制导指令 u_θ 变化曲线

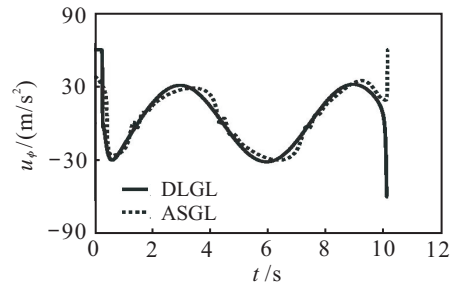


图6 制导指令 u_ϕ 变化曲线

仿真结果表明, 在DLGL和ASGL的作用下, 导弹均能以给定的脱靶量精度命中目标, 制导时间均为10.11 s. 综合图3和图4可以看出, 在DLGL的作用下, 弹目法向相对速率 V_θ 和 V_ϕ 能在1 s内收敛到零附近, 而ASGL需要3 s, 说明DLGL作用下的制导参数收敛更为迅速. 在弹目法向相对速率收敛到零附

近之后的制导时间里,DLGL作用下的 V_{θ} 和 V_{ϕ} 偏离零的范围明显小于ASGL.综合图5和图6可以看出,DLGL和ASGL制导指令均能满足饱和和约束要求,然而DLGL作用下的导弹制导指令总是先于ASGL随目标机动变化,说明DLGL能有效补偿导弹自动驾驶仪动态特性的影响.由于本文在DLGL设计中引入了非线性干扰观测器以补偿系统的不确定性,图5和图6中的制导指令曲线光滑连续,更利于执行机构实现,易于工程应用.综合上述分析可知,DLGL比ASGL体现出更为优良的制导性能,具有一定的工程价值.

4 结论

针对考虑导弹自动驾驶仪动态特性条件下的机动目标拦截问题,本文基于非线性干扰观测器和命令滤波器设计了一种新的三维双环制导律.将制导系统解耦为外环系统和内环系统.其中:外环控制器产生虚拟制导指令,以零化球坐标系下的弹目法向相对速率;内环控制器产生真实制导指令,以实现导弹自动驾驶仪对外环虚拟指令的快速跟踪.由于外环命令滤波器同时计算出虚拟制导指令的一阶导数和二阶导数,内环二阶系统的状态变量被整合到一个滑模面上进行一次性设计,使得三阶系统的制导律设计问题仅用两步即可完成.本文基于输入-状态稳定理论证明了闭环制导系统的稳定性.仿真结果表明了所设计的制导律能够有效补偿导弹自动驾驶仪动态特性的影响,抗目标机动鲁棒性强,制导精度优良.

参考文献(References)

- [1] Zarchan P. Tactical and strategic missile guidance[M]. 6th ed. Reston: AIAA, 2012: 165-171.
- [2] Yang C D, Chen H Y. Nonlinear H_{∞} robust guidance law for homing missiles[J]. J of Guidance, Control, and Dynamics, 1998, 21(6): 882-890.
- [3] Zhou D, Mu C, Shen T. Robust guidance law with L_2 gain performance[J]. Trans of the Japan Society for Aeronautical and Space Sciences, 2005, 44(144): 82-88.
- [4] Lechevin N, Rabbath C A. Lyapunov-based nonlinear missile guidance[J]. J of Guidance, Control, and Dynamics, 2004, 27(6): 1096-1102.
- [5] Ye J, Lei H, Xue D, et al. Nonlinear differential geometric guidance for maneuvering target[J]. J of Systems Engineering and Electronics, 2012, 23(5): 752-760.
- [6] Zhou D, Mu C, Xu W. Adaptive sliding-mode guidance of a homing missile[J]. J of Guidance, Control, and Dynamics, 1999, 22(4): 589-594.
- [7] Hexner G, Weiss H. Stochastic approach to optimal guidance with uncertain intercept time[J]. IEEE Trans on Aerospace and Electronic Systems, 2010, 46(4): 1804-1820.
- [8] Sun S, Zhou D, Hou W. A guidance law with finite time convergence accounting for autopilot lag[J]. Aerospace Science and Technology, 2013, 25(1): 132-137.
- [9] Dongkyoung C, Jin Y C. Adaptive nonlinear guidance law considering control loop dynamics[J]. IEEE Trans on Aerospace and Electronic Systems, 2003, 39(4): 1134-1143.
- [10] Zhou D, Qu P, Sun S. A guidance law with terminal impact angle constraint accounting for missile autopilot lag[J]. J of Dynamic Systems, Measurement, and Control, 2013, 135(5): 051009-1-10.
- [11] Du R, Meng K, Zhou D, et al. Design of three-dimensional nonlinear guidance law with bounded acceleration command[J]. Aerospace Science and Technology, 2015, 46: 168-175.
- [12] Zhou D, Xu B. Adaptive dynamic surface guidance law with input saturation constraint and autopilot dynamics[J]. J of Guidance, Control, and Dynamics, 2016, 39(5): 1155-1162.
- [13] Shi L, Yan X, Tang S. Prescribed performance interceptor guidance with terminal line of sight angle constraint accounting for missile autopilot lag[J]. Aerospace Science and Technology, 2017, 69: 171-180.
- [14] He S, Wang W, Lin D. Adaptive backstepping impact angle guidance law accounting for autopilot lag[J]. J of Aerospace Engineering, 2017, 30(3): 04016094-1-9.
- [15] He S, Wang W, Wang J. Adaptive backstepping impact angle control with autopilot dynamics and acceleration saturation consideration[J]. Int J of Robust and Nonlinear Control, 2017, 27(17): 3777-3793.
- [16] Yu J, Shi P, Dong W, et al. Observer and command-filter-based adaptive fuzzy output feedback control of uncertain nonlinear systems[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2015, 62(9): 5962-5970.
- [17] Hassan K. Nonlinear systems[M]. 3rd ed. Englewood Cliffs: Prentice Hall, 2002: 174-180.

作者简介

刘柏均(1993—),男,博士生,从事飞行器制导与控制方法的研究, E-mail: liuboju_nwpu@qq.com;

侯明善(1959—),男,教授,博士生导师,从事先进控制理论与应用、飞行器制导与控制方法等研究, E-mail: mingshan@nwpu.edu.cn;

余英(1992—),女,博士生,从事飞行器制导与控制方法的研究, E-mail: 1195045091@mail.nwpu.edu.cn.

(责任编辑:李君玲)