

## 变外形航弹离散滑模倾斜转弯自动驾驶仪设计\*

白宏阳<sup>1</sup>, 李伟明<sup>1,2</sup>, 熊舒望<sup>1</sup>, 孙瑞胜<sup>1</sup>

(1. 南京理工大学能源与动力工程学院, 江苏南京 210094;

2. 山东航天电子技术研究所, 山东烟台 264003)

**摘要:**为提高变外形航弹倾斜转弯控制系统对弹翼作动影响的鲁棒性能,提出了一种基于离散滑模控制原理的倾斜转弯自动驾驶仪设计方法。建立了航弹倾斜转弯控制仿射模型,针对该模型中存在的时变特性与耦合问题,通过反馈线性化方法对原系统进行解耦并离散化处理,将由后掠角采样值误差引起的各动力学系数偏差项作为模型不确定扰动,设计了变外形航弹的离散滑模倾斜转弯自动驾驶仪。仿真结果表明,所设计的离散倾斜转弯控制系统实现了各通道的解耦控制,对时变参数扰动具有良好的鲁棒性能,验证了对指令跟踪的动态延迟和误差与采样周期有关,实际选取时需综合考虑实际硬件性能与期望的指令跟踪精度要求。

**关键词:**变外形航弹;倾斜转弯自动驾驶仪;离散滑模控制;解耦控制

**中图分类号:**TP413 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-2486(2014)05-008-07

## Bank-to-turn autopilot design for morphing aerial bombs based on discrete-time sliding mode control

BAI Hongyang<sup>1</sup>, LI Weiming<sup>1,2</sup>, XIONG Shuwang<sup>1</sup>, SUN Ruisheng<sup>1</sup>

(1. School of Energy and Power Engineering, Nanjing University of Science & Technology, Nanjing 210094, China;

2. Shandong Aerospace Electro-technology Institute, Yantai 264003, China)

**Abstract:** In order to improve the robust performances of Bank-to-turn control system within the morphing phase, a Bank-to-turn autopilot design for the morphing aerial bombs based on the discrete-time sliding mode control principle was proposed. The Bank-to-turn control affine system was modeled. Meanwhile, aiming at the time-varying and coupling characteristics, input-output feedback linearization was utilized to decouple the system into three independent discrete-time subsystems. The aerodynamic coefficient deviation items caused by sampling errors of the sweepback were regarded as the external uncertain disturbances, and a discrete-time sliding mode Bank-to-turn autopilot for the morphing aerial bombs was designed. The simulation results indicate that the discrete-time control system has a good robust performance for the time-varying parametric perturbations engendered by wings morphing and can realize the decoupling control among channels. The tracking delay and errors are related to the sampling period, therefore, the actual hardware performances and command tracking accuracy should be considered in selecting sampling period.

**Key words:** morphing aerial bombs; Bank-to-turn autopilot; discrete-time sliding mode control; decoupling control

装备有扇式可折叠滑翔弹翼的变外形航弹采用倾斜转弯(Bank-to-turn, BTT)控制模式,飞行空域广、包线大,可按预定方案或任务需求改变弹翼构型,并通过基座内的传感器对后掠角实时采样以反馈给控制系统,是新一代防区外远程精确打击时敏目标的灵巧化制导武器。然而,较大的滚转角速率会产生相应的滚转诱导力矩,引起较强的通道耦合效应,动力学模型呈现较强的非线性特征,从而使得系统自身对于飞行环境变化、气动参数摄动、弹体外形改变及器件测量噪声的影响较为敏感。传统的三通道独立线性设计方法只能满足变外形航弹自动驾驶仪在特征点附近获得较

好的控制性能。为适应现代战争亚/跨/超音速、全空域的作战需求,近年来国内外相关学者将非线性控制方法应用于BTT自动驾驶仪设计,文献[1-5]分别将动态逆、反演控制、鲁棒控制以及滑模控制方法应用于BTT控制系统设计,并取得了较好的控制效果。

然而,在现代制导弹箭的实际工程研制与应用过程中,自动驾驶仪的控制算法均由弹载计算机来实现,各状态量、解算量及控制量在各采样周期内均保持不变,基于连续时间系统理论及模型所设计的BTT自动驾驶仪,其实际控制性能与理论仿真结果相比将有所下降。因此,研究变外形航弹的离

\* 收稿日期:2014-04-04

基金项目:中国航空科学基金资助项目(20110159001);国家自然科学基金资助项目(11176012)

作者简介:白宏阳(1985—),男,讲师,博士,E-mail:hbainjust@gmail.com

散 BTT 自动驾驶仪设计方法具有实际工程意义。文献[6]设计了一种远程制导炮弹的非线性离散控制器。利用反馈线性化方法进行解耦并对子系统作离散化处理,仿真结果表明该控制器可对模型参数不确定具有一定的鲁棒性能。文献[7]则针对飞行器俯仰平面内的运动模型,研究了基于反演控制理论的非线性离散控制器。文献[8]针对导弹姿态控制系统,采用快速输出采样技术,设计了一种离散变结构控制器,并给出了改进的自适应离散趋近律,明显降低了系统的抖振。

为此,首先建立了 BTT 控制仿射模型,通过反馈线性化方法对原非线性耦合系统解耦并作离散化处理,结合离散滑模控制原理设计了变外形航弹的 BTT 自动驾驶仪,通过仿真验证了该离散控制器的有效性,同时得出了采样周期对离散控制系统性能的影响规律。

## 1 变外形航弹 BTT 控制模型描述

为方便模型推导,在标准气象条件下,假设攻角  $\alpha$ 、侧滑角  $\beta$  均是小量,即  $\sin\alpha \approx \alpha$ ,  $\sin\beta \approx \beta$ ,同时忽略二阶小量及舵机动力学特性,并认为系统的不确定性可用参数不确定性和外部干扰表示,则可建立如下降阶的 BTT 控制仿射模型方程:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \hat{\mathbf{f}}(\mathbf{x}) + \Delta\mathbf{f}(\mathbf{x}) + [\hat{\mathbf{G}}(\mathbf{x}) + \Delta\mathbf{G}(\mathbf{x})]\mathbf{u} + \mathbf{d} \\ \mathbf{y} = \mathbf{h}(\mathbf{x}) \end{cases} \quad (1)$$

式中,状态量  $\mathbf{x} = [\gamma, n_y, n_z, \omega_x, \omega_z, \omega_y]^T$ ,控制输入  $\mathbf{u} = [\delta_x, \delta_z, \delta_y]^T$ ,参考输出  $\mathbf{y} = [\gamma_r, n_{yr}, n_{zr}]^T$ 。估计函数向量  $\hat{\mathbf{f}}(\mathbf{x})$  及估计增益矩阵  $\hat{\mathbf{G}}(\mathbf{x})$  分别为

$$\hat{\mathbf{f}}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} \hat{f}_\gamma \\ \hat{f}_{n_y} \\ \hat{f}_{n_z} \\ \hat{f}_{\omega_x} \\ \hat{f}_{\omega_z} \\ \hat{f}_{\omega_y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega_x \\ a_4 V(\omega_z - \omega_x \beta - n_y)/g \\ b_4 V(\omega_y + \omega_x \alpha - n_z)/g \\ c_1 \omega_x + c_2 \beta + (J_y - J_z) \omega_y \omega_z / J_x \\ -a_1 \omega_z - a_2 \alpha + (J_x - J_y) \omega_x \omega_y / J_z \\ -b_1 \omega_y - b_2 \beta + (J_z - J_x) \omega_x \omega_z / J_y \end{bmatrix}$$

$$\hat{\mathbf{G}}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ c_3 & 0 & 0 \\ 0 & -a_3 & 0 \\ 0 & 0 & -b_3 \end{bmatrix}$$

其中,  $\omega_z, \omega_y$  及  $\omega_x$  分别为俯仰、偏航以及滚转角速率;  $\gamma$  为滚转角;  $n_y, n_z$  为俯仰与偏航通道的法

向过载;  $J_i, \delta_i$  ( $i = x, y, z$ ) 分别为各通道的惯性积与控制舵偏; 动力学系数  $a_i, b_i$  ( $i = 1, \dots, 5$ ) 及  $c_j$  ( $j = 1, 2, 3$ ) 的定义可详见文献[9], 其中的各气动参数  $C(\cdot)$ ,  $m(\cdot)$  是攻角、后掠角  $\chi$  以及马赫数的函数,其标称值由不同弹翼构型下的吹风实验数据与数值计算结果校验后拟合得到。

$\Delta\mathbf{f}(\mathbf{x})$  与  $\Delta\mathbf{G}(\mathbf{x}) = [\Delta g_1, \dots, \Delta g_m]$ ,  $\Delta\mathbf{g}(\mathbf{x}) = \mathbf{g}(\mathbf{x}) - \hat{\mathbf{g}}(\mathbf{x})$  分别表示建模不确定项和参数摄动项,其具体形式为

$$\Delta\mathbf{f}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} 0 \\ \Delta a_{4\chi} V(\omega_z - \omega_x \beta - n_y)/g \\ \Delta b_{4\chi} V(\omega_y + \omega_x \alpha - n_z)/g \\ \Delta c_{1\chi} \omega_x + \Delta c_{2\chi} \beta \\ -\Delta a_{1\chi} \omega_z - \Delta a_{2\chi} \alpha \\ -\Delta b_{1\chi} \omega_y - \Delta b_{2\chi} \beta \end{bmatrix}$$

$$\Delta\mathbf{G}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ \Delta c_{3\chi} & 0 & 0 \\ 0 & -\Delta a_{3\chi} & 0 \\ 0 & 0 & -\Delta b_{3\chi} \end{bmatrix}$$

其中  $\Delta a_{i\chi}, \Delta b_{i\chi}$  及  $\Delta c_{j\chi}$  为由弹翼作动延迟引起的各动力学系数偏差项,  $\mathbf{d}$  为采用简化模型时的外部干扰项。

## 2 变外形航弹离散滑模 BTT 控制器设计

### 2.1 基于精确反馈线性化的解耦控制

针对式(1)所示的  $m$  维输入、 $m$  维输出仿射非线性系统模型,设相对阶  $\rho_i$  是使得至少有 1 个输入出现在  $y_i^{(\rho_i)}$  中的最小整数,并在  $\mathbf{x} = \mathbf{x}_0$  处至少存在 1 个  $j$  ( $j \leq m$ ), 满足  $L_{g_j} L_f^{\rho_i - 1} h_i u_j \neq 0$ , 则有

$$y_i^{(\rho_i)} = L_f^{\rho_i} h_i + L_{\Delta f} L_f^{\rho_i - 1} h_i + d_i + \sum_{j=1}^m L_{g_j} L_f^{\rho_i - 1} h_i u_j \quad (i = 1, 2, \dots, m) \quad (2)$$

式中,  $L_f^{\rho_i} h_i$  是  $h_i$  关于向量  $\hat{\mathbf{f}}(\mathbf{x})$  的  $\rho_i$  阶 lie 导数,  $L_{\Delta f} L_f^{\rho_i - 1} h_i, L_{g_j} L_f^{\rho_i - 1} h_i$  分别是  $L_f^{\rho_i - 1} h_i$  关于  $\Delta\mathbf{f}(\mathbf{x})$  及向量  $\mathbf{g}_j(\mathbf{x})$  的 lie 导数,  $d_i = L_d L_f^{\rho_i - 1} h_i$  是转化为标准形式的匹配外部扰动项分量。

对于每个输出  $y_i$ , 若该系统具有相对阶向量  $\boldsymbol{\rho} = [\rho_1, \rho_2, \dots, \rho_m]^T$  以及 lie 导数向量  $L_f^{\boldsymbol{\rho}} \mathbf{h}(\mathbf{x}) = [L_f^{\rho_1} h_1, \dots, L_f^{\rho_m} h_m]^T$ , 使得系统特征矩阵

$$\mathbf{E}(\mathbf{x}) = \nabla[L_f^{\boldsymbol{\rho}} \mathbf{h}(\mathbf{x})] \cdot \mathbf{G}(\mathbf{x})$$

$$= \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f^{\rho_1 - 1} h_1 & \cdots & L_{g_m} L_f^{\rho_1 - 1} h_1 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{g_1} L_f^{\rho_m - 1} h_m & \cdots & L_{g_m} L_f^{\rho_m - 1} h_m \end{bmatrix}$$

可逆, 则可通过非线性输入变换得到系统的反馈控制

$$\mathbf{u} = \mathbf{E}(\mathbf{x})^{-1} [\mathbf{v} - L_f^{\rho} \mathbf{h}(\mathbf{x})] \quad (3)$$

从而可将式(1)所示的 MIMO 非线性系统转化为  $m$  个简单的线性动态方程

$$y_i^{(\rho_i)} = v_i \quad (i=1, 2, \dots, m) \quad (4)$$

式(4)表明, 虚拟输入控制向量  $\mathbf{v} = [v_1, \dots, v_m]^T$  仅作用在输出上, 故称可逆矩阵  $\mathbf{E}(\mathbf{x})$  为解耦矩阵, 式(3)为解耦控制律。若总相对阶  $\rho = \sum_{i=1}^m \rho_i$  与系统的阶数相同 ( $\rho = n$ ), 则系统无零动态, 可完全由解耦控制律式(3)来实现对系统的镇定、跟踪控制。

易知系统方程(1)的相对阶向量为  $\boldsymbol{\rho} = [2, 2, 2]^T$ , 采用上述反馈线性化方法, 可得如下 Lyapunov 微分系数向量:

$$L_{\hat{f}} \mathbf{h} = \frac{\partial \mathbf{h}}{\partial \mathbf{x}} \hat{\mathbf{f}}(\mathbf{x}) = [\hat{f}_y, \hat{f}_{n_y}, \hat{f}_{n_z}]^T$$

非线性解耦矩阵如式(5)。

$$\mathbf{E}(\mathbf{x}) = \frac{\partial (L_{\hat{f}} \mathbf{h})}{\partial \mathbf{x}} \hat{\mathbf{G}}(\mathbf{x}) = \frac{V}{g} \begin{bmatrix} c_3 g / V & 0 & 0 \\ -c_3 a_4 \beta & -a_3 a_4 & 0 \\ c_3 b_4 \alpha & 0 & -b_3 b_4 \end{bmatrix} \quad (5)$$

易证,  $|\mathbf{E}(\mathbf{x})| \neq 0, \forall \mathbf{x} \in \mathfrak{R}^6$ , 即在暂不考虑模型不确定扰动项的情况下, 系统可解耦为 3 个独立的二阶子系统进行控制。

## 2.2 基于饱和型趋近律的离散滑模 BTT 控制器设计

经反馈线性化解耦后, 系统的输出跟踪指令在新坐标系下可表示为

$$z_i = [y_i, \dot{y}_i]^T (y_1 = \gamma_r, y_2 = n_{y_r}, y_3 = n_{x_r}) \quad (6)$$

考虑原系统模型(1)中的不确定性扰动项, 并假设有限约束  $|\tilde{d}_i| < D_i (\forall D_i > 0)$  成立, 则其子系统可线性化表示为

$$\dot{z}_i = \mathbf{A} z_i + \mathbf{B}(v_i + \tilde{d}_i) \quad (7)$$

式中, 系数矩阵

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$$

设系统采样周期为  $T$ , 定义任意相邻采样周

期  $[kT, (k+1)T]$  间的离散化状态转移矩阵及增益矩阵为

$$\mathbf{A}_d = e^{A T} \approx \mathbf{I} + A T \quad (8)$$

$$\mathbf{B}_d = \int_{kT}^{(k+1)T} e^{A(kT+T-\tau)} \mathbf{B} d\tau \approx T \mathbf{B} \quad (9)$$

则可得 BTT 控制系统各解耦子系统的状态方程为

$$z_i(k+1) = \mathbf{A}_d z_i(k) + \mathbf{B}_d [v_i(k) + \tilde{d}_i(k)] \quad (10)$$

其中, 模型不确定扰动项可归纳表示为

$$\tilde{d}_i(k) = L_{\Delta f} L_{\hat{f}} h_i + L_{\Delta g_i} L_{\hat{f}} h_i u_i + d_i(k) \quad (i=1, 2, 3) \quad (11)$$

式中,  $L_{\Delta f} L_{\hat{f}} h_i + L_{\Delta g_i} L_{\hat{f}} h_i u_i$  为采用反馈线性化方法时模型参数不准确导致的参数化不确定项, 其具体形式为

$$L_{\Delta f} L_{\hat{f}} h_1 = \Delta c_{1|x} \omega_x + \Delta c_{2|x} \beta$$

$$L_{\Delta f} L_{\hat{f}} h_2 = \left( \frac{a_4 V}{g} \right) \left[ -\frac{\Delta a_{4|x} V}{g} (\omega_z - \omega_x \beta - n_y) - \Delta a_{1|x} \omega_z - \Delta a_{2|x} \alpha - \beta (\Delta c_{1|x} \omega_x + \Delta c_{2|x} \beta) \right]$$

$$L_{\Delta f} L_{\hat{f}} h_3 = \left( \frac{b_4 V}{g} \right) \left[ -\frac{\Delta b_{4|x} V}{g} (\omega_y + \omega_x \alpha - n_z) - \Delta b_{1|x} \omega_y - \Delta b_{2|x} \beta + \alpha (\Delta c_{1|x} \omega_x + \Delta c_{2|x} \beta) \right]$$

$$L_{\Delta g_1} L_{\hat{f}} h_1 u_1 = \left( \frac{V}{g} \right) (c_3 g / V + \Delta c_{3|x} g / V) \delta_x$$

$$L_{\Delta g_2} L_{\hat{f}} h_2 u_2 = \left( \frac{V}{g} \right) [(-c_3 a_4 \beta - \Delta c_{3|x} a_4 \beta) \delta_x - (a_3 a_4 + \Delta a_{3|x} a_4) \delta_z]$$

$$L_{\Delta g_3} L_{\hat{f}} h_3 u_3 = \left( \frac{V}{g} \right) [(c_3 b_4 \alpha + \Delta c_{3|x} b_4 \alpha) \delta_x - (b_3 b_4 + \Delta b_{3|x} b_4) \delta_y]$$

以上各状态量及控制量均为  $kT$  时刻的离散采样保持值, 为使公式表示清晰, 此处省略  $x(k)$  的书写格式。

设  $\lambda > 0, \mathbf{C} = [\lambda, 1]$ , 结合非线性离散状态方程(10), 选取线性切换函数为

$$s_i(k+1) = \mathbf{C}_i \tilde{z}_i(k+1) = \mathbf{C}_i \{ \mathbf{A}_d z_i(k) + \mathbf{B}_d [v_i(k) + d_i(k)] - z_{ic}(k+1) \} \quad (12)$$

式中,  $z_{ic}(k+1)$  为  $(k+1)T$  时刻的输出指令。

选取离散化指数趋近律为

$$s(k+1) - s(k) = -qTs(k) - \varepsilon T \text{sgn}(s(k)) \quad (13)$$

式中,  $\varepsilon$  为切换增益,  $q$  为趋近律系数, 均为正实数并满足  $1 - qT > 0$ 。

综合式(10)、(12)及(13), 可得离散滑模虚拟控制律为

$$v_i(k) = (C_i B_d)^{-1} \{ C_i z_{ic}(k+1) - C_i A_d z_i(k) + (1 - q_i T) s_i(k) - \varepsilon_i T \operatorname{sgn}(s_i(k)) \} \quad (14)$$

式中,子系统切换增益应设置为  $\varepsilon_i \geq D_i + \eta_i$ , ( $\eta_i > 0$ )。

在离散滑模 BTT 控制器的参数调节过程中,适当增大  $q_i, \varepsilon_i$  及滑模面参数  $\lambda$  均可加快滑模运动的动态响应速度,但过分追求系统的响应速度将导致控制量输出过大,并且在实际控制中,往往会引起系统的抖振现象。为对抖振加以抑制,采用边界约束正则化方法<sup>[10]</sup>,以饱和函数  $\operatorname{sat}(x)$  替代式(14)中的符号函数  $\operatorname{sgn}(x)$ ,则式(14)可进一步改写为

$$v_i(k) = (C_i B_d)^{-1} \{ C_i z_{ic}(k+1) - C_i A_d z_i(k) + (1 - q_i T) s_i(k) - \varepsilon_i T \operatorname{sat}(s_i(k)/\mu) \} \quad (15)$$

结合式(3)与(14),可得各通道的离散滑模舵偏控制律为

$$u(k) = E(x(k))^{-1} [v(k) - L_f^2 h(x(k))] \quad (16)$$

在实际的离散时间系统中,对各状态量、控制量的采样通常会有一定程度的控制延迟。而在实际飞行过程中,航弹的滚转角、过载在相邻采样间隔内并不是保持不变的,为使离散滑模 BTT 控制器所跟踪的输出参考指令更接近实际情况,在系统状态进入滑动模态后,利用相邻采样时刻间的输出指令均值代替  $kT$  时刻的输出参考指令  $z_r(k)$ ,其具体算法为

$$\bar{\gamma}_r = \frac{1}{2} [\gamma(k) + (\gamma(k) - \gamma_{rc}(k)) e^{-\lambda_1 T} + \gamma_{rc}(k+1)] \quad (17)$$

$$\bar{n}_{yr} = \frac{1}{2} [n_y(k) + (n_y(k) - n_{yrc}(k)) e^{-\lambda_2 T} + n_{yrc}(k+1)] \quad (18)$$

$$\bar{n}_{zr} = \frac{1}{2} [n_z(k) + (n_z(k) - n_{zrc}(k)) e^{-\lambda_3 T} + n_{zrc}(k+1)] \quad (19)$$

其中,  $(k+1)T$  时刻的输出参考指令可通过形如  $z_r(k+1) = 2z_r(k) - z_r(k-1)$  的线性外推方法预测得到。

图1为利用上述方法设计的变外形航弹离散滑模 BTT 控制系统结构框图,其中 DSMC 为离散滑模控制器。由于采样频率的限制,为使系统各状态量在相邻采样时刻内保持不变,需引入零阶保持器。

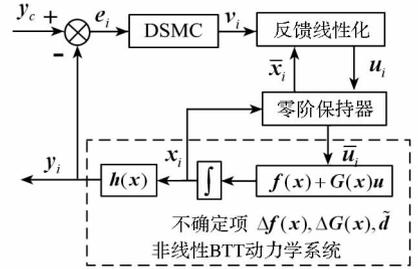


图1 航弹离散滑模 BTT 控制系统结构框图  
Fig.1 Discrete-time sliding mode BTT control system structure diagram

### 3 离散滑模 BTT 控制器性能仿真与分析

为验证该离散滑模 BTT 自动驾驶仪的控制性能,给定如图2所示的弹翼作动规律。考虑到控制系统是基于航弹先验模型设计的,故在仿真中将特征面积、压心位置及气动参数的时变特性作为影响控制性能的主要因素考虑。同时,由于弹翼的作动延迟对各气动参数的影响不易建模,此处假设各参数的摄动范围为:  $\Delta C_y^{(*)} = \Delta C_z^{(*)} = -20\%$ ,  $\Delta m_x^{(*)} = +10\%$ ,  $\Delta m_z^{(*)} = \Delta m_y^{(*)} = -15\%$ 。表1列出了弹体各静参数,且认为其在弹翼作动过程中均保持不变,在仿真中不作为主要因素考虑。表2则列出了某特征点各状态量初始值。参考输出量初始值为  $n_y = 0.5g, n_z = 0g, \gamma = 0^\circ$ 。

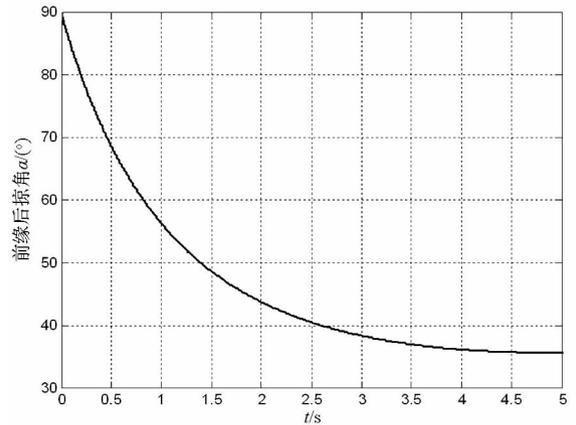


图2 驱动杆匀速驱动时后掠角变化规律  
Fig.2 Actual sweepback angle history in 5s

表1 弹体各静参数

$m$	$L$	$J_x$	$J_y$	$J_z$
120kg	1.82m	11.7 kg·m <sup>2</sup>	80.7kg·m <sup>2</sup>	71.9kg·m <sup>2</sup>

表2 弹道仿真各初始参数

$Ma_0$	$H_0$	$\alpha_0$	$\beta_0$	$\omega_{x0}$	$\omega_{y0}$	$\omega_{z0}$
0.8	6km	0°	0°	0°/s	0.25°/s	1.5°/s

仿真中各控制参数设置为滑模面增益  $\lambda_1 = 6.5, \lambda_2 = \lambda_3 = 8.0$ ; 切换增益  $\varepsilon_1 = 0.25, \varepsilon_2 = \varepsilon_3 = 0.5, \eta_i = 0.1$ ; 趋近律系数  $q_i = 5$ ; 边界层厚度  $\mu = 0.05$ ; 外界不确定干扰上界  $D_1 = 0.05, D_2 = D_3 = 0.075$ 。由式(13)~(16)可知,在以上控制参数确定的情况下,采样周期  $T$  将影响控制系统的动态跟踪性能。仿真结果如图 3~14 所示。图 3 所示为不同采样周期情况下分别对正弦指令  $n_{yc}$  及零输入指令  $n_{zc}$  进行的过载指令跟踪响应对比曲线,图 4 所示为不同采样周期情况下对  $\gamma_c = 60^\circ$  的

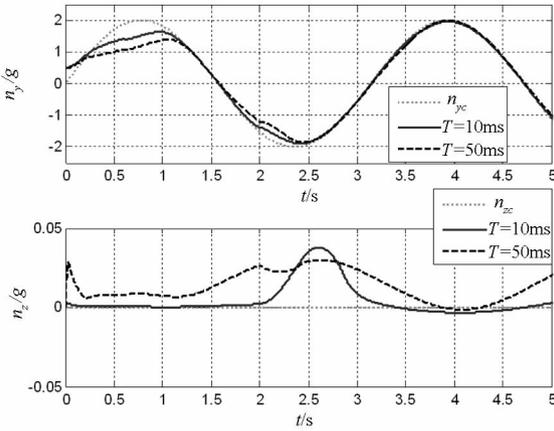


图 3 法向过载指令跟踪响应

Fig. 3 Normal overload commands tracking responses

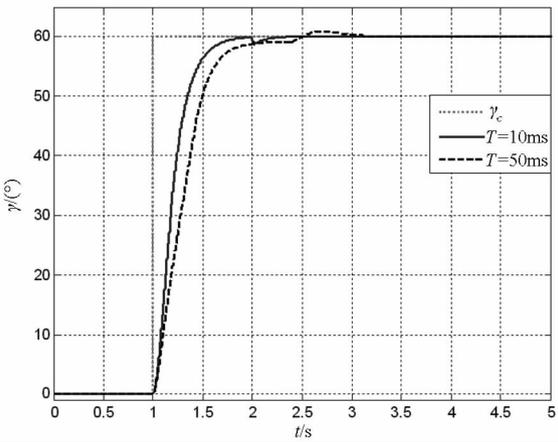


图 4 滚转角指令跟踪响应

Fig. 4 Roll angle commands tracking responses

滚转角指令进行的角位置跟踪响应对比曲线。从指令跟踪效果上看,采样周期越大,采样时间间隔内的运动状态受到时变参数摄动的影响越明显,因而跟踪精度就越差。而且,采样周期较大时舵偏控制量的不连贯性也会影响对指令响应的快速性,甚至产生一定的超调量,如图 4 中  $T = 50\text{ms}$  时对滚转角指令的跟踪响应情况所示。对应攻角及侧滑角状态响应曲线如图 5 所示,三通道角速率状态响应对比曲线如图 6~7 所示,在离散时间系统中,由于采样频率的限制,要产生适当的控制

信号使得系统状态持续保持在滑模面上是十分困难的,故离散滑模控制只能产生准滑动模态,随着采样周期  $T$  的增大,切换带宽度也会相应增大,进而会引起系统参数的抖振。

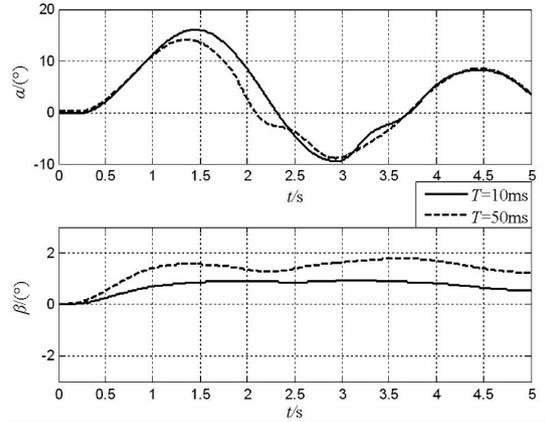


图 5 攻角与侧滑角状态响应对比曲线

Fig. 5 Attack angle and sideslip angle histories

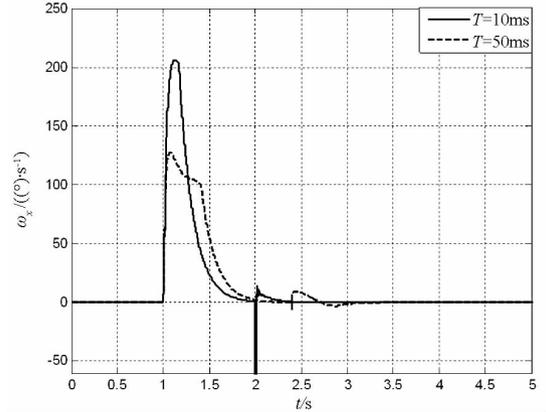


图 6 滚转角速率状态响应对比曲线

Fig. 6 Roll rate histories

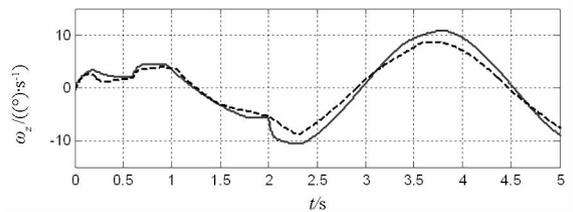
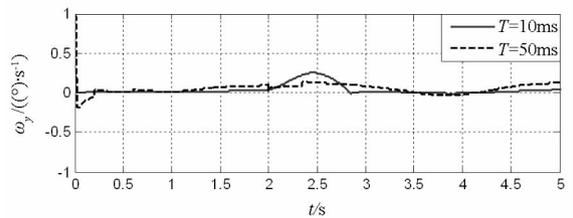


图 7 偏航、俯仰角速率状态响应对比曲线

Fig. 7 Yaw and pitch rate histories

图 8~9 为不同采样周期下,三通道舵偏量的对比曲线。可看出,在切换增益相同的情况下,离散控制器输出舵偏指令受采样周期影响,较大的采样周期使得系统控制性能的快速性变差,存在一定的控制滞后现象。

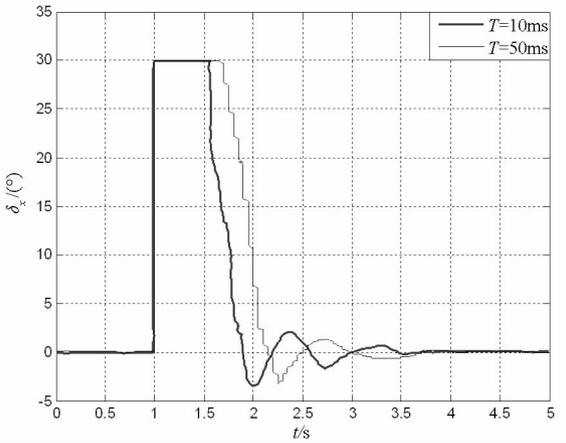


图8 滚转舵偏对比曲线

Fig.8 Deflection angle outputs of roll rudder

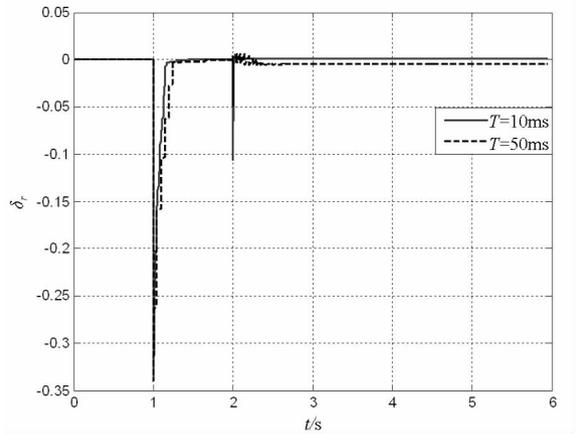


图10 滚转通道切换函数对比曲线

Fig.10 Switching surface curves in roll channel

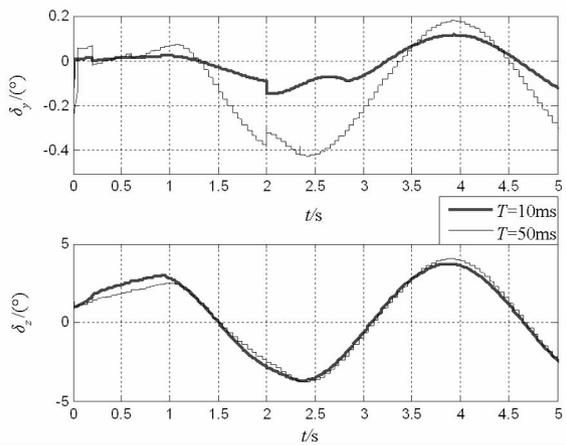


图9 偏航、俯仰舵偏对比曲线

Fig.9 Deflection angle outputs of yaw and pitch

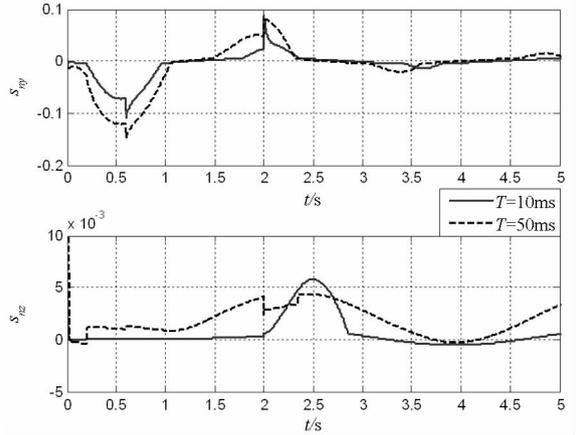


图11 偏航、俯仰通道切换函数对比曲线

Fig.11 Switching surface curves in yaw and pitch channels

图10~14分别为不同采样周期下各通道滑模面切换函数与相轨迹对比曲线,在跟踪俯仰通道过载指令时,参数不确定造成的扰动量一直较大,因而该通道的切换控制量一直较大。较小的采样周期  $T$  会使切换函数曲线具有较好的收敛性,进而可保证指令跟踪的精确性要求。反之,  $T$  越大,离散时间状态的运动从初始状态出发,到达切换面的时间越长,模态收敛速度就越慢,在带中运动时反复超越理想滑模面的次数就越多,这便对离散系统的指令跟踪造成了一定程度的精度损失。

综上可得,在切换增益、趋近律系数确定的情况下,系统采样周期是影响离散滑模控制跟踪性能的主要因素,采样周期越小,控制器对指令的跟踪精度越好,快速性越高。因此,在实际硬件系统性能允许的范围内,应尽可能地减小系统采样周期。

### 4 结论

研究了变外形航弹 BTT 自动驾驶仪的离散

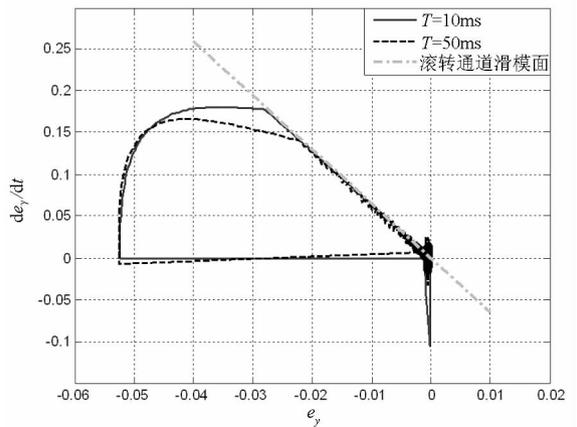


图12 滚转通道滑模面相轨迹对比曲线

Fig.12 Sliding mode trajectories in roll channel

滑模设计方法,建立了 BTT 控制仿射模型,通过引入反馈线性化理论将原非线性耦合系统解耦为独立的二阶线性子系统,然后对新的解耦系统模型进行离散化处理,并将由弹翼作动延迟而引起的各动力学系数偏差项作为模型不确定扰动,结合离散滑模控制原理设计了航弹的 BTT 自动驾驶仪。通过对比仿真分析,验证了所设计的离散

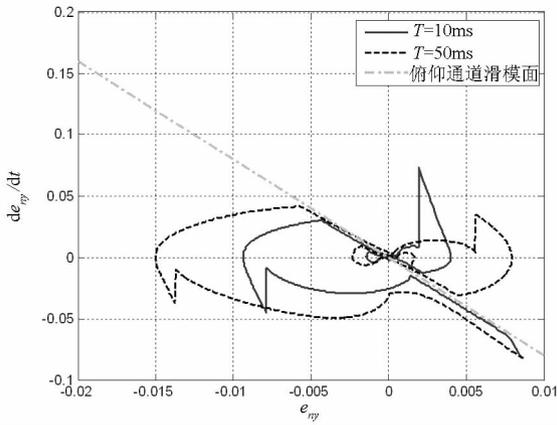


图 13 俯仰通道滑模面相轨迹对比曲线

Fig. 13 Sliding mode trajectories in pitch channel

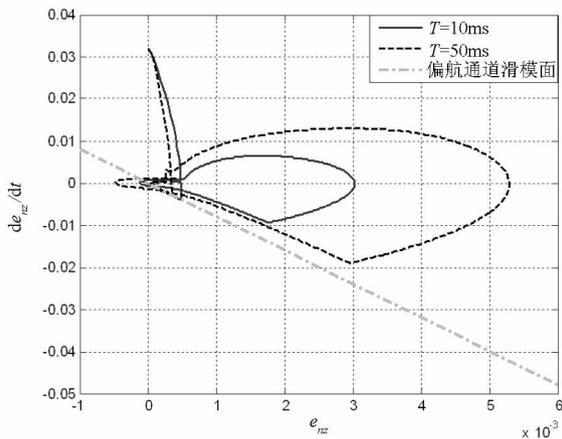


图 14 偏航通道滑模面相轨迹对比曲线

Fig. 14 Sliding mode trajectories in yaw channel

BTT 控制系统在时变参数存在较大摄动情况下对指令跟踪的鲁棒性能,实现了各通道的解耦控制。另外得出了采样周期对离散控制系统性能的影响规律,较大的采样周期会引起动态跟踪的延迟和误差,实际选取时需综合考虑实际硬件性能与期望的指令跟踪精度要求。

## 参考文献 (References)

[1] Zheng J H, Luan Z W, Cui P Y, et al. Autopilot design for a bank-to-turn missile using the inverse Nyquist array method[J]. AIAA-93-3882-CP; 1642-1647.

[2] Lee T Y, Kim Y D. Nonlinear adaptive flight control using backstepping and neural networks controller[J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 2001, 24(4): 675-682.

[3] 林德福, 孙宝彩, 王江.  $H^\infty$  理论在 BTT 导弹自动驾驶仪设计中的应用[J]. 系统仿真学报, 2010, 22(4): 991-995.

LIN Defu, SUN Baocai, WANG Jiang. BTT autopilot design using  $H^\infty$  control theory[J]. Journal of System Simulation, 2010, 22(4): 991-995. (in Chinese)

[4] 童春霞, 王正杰, 张天桥. BTT 导弹的变结构解耦控制系统设计[J]. 宇航学报, 2006, 27(1): 27-30.

TONG Chunxia, WANG Zhengjie, ZHANG Tianqiao. Decoupling system design based on variable structure system for BTT missile[J]. Journal of Astronautics, 2006, 27(1): 27-30. (in Chinese)

[5] 张颖昕, 董朝阳, 王青, 等. 倾斜转弯导弹的分散自适应滑模解耦控制方案[J]. 兵工学报, 2010, 31(7): 906-910.

ZHANG Yingxin, DONG Chaoyang, WANG Qing, et al. Decentralized adaptive sliding mode decoupling control scheme for bank-to-turn missile[J]. Acta Armamentarii, 2010, 31(7): 906-910. (in Chinese)

[6] 杨荣军, 王良明, 陈世业. 远程制导炮弹非线性离散滑模控制器设计[J]. 南京理工大学学报(自然科学版), 2012, 36(1): 137-141.

YANG Rongjun, WANG Liangming, CHEN Shiye. Nonlinear discrete-time sliding mode controller design for extended range guided projectiles[J]. Journal of Nanjing University of Science and Technology (Science and Technology), 2012, 36(1): 137-141. (in Chinese)

[7] Menon P K, Sweriduk G D, Vaddi S S. Nonlinear discrete-time design methods for missile flight control systems[C]//AIAA Guidance, Navigation and Control Conference and Exhibit, 2004: 1-16.

[8] 禹春来, 许化龙, 刘云峰, 等. 导弹姿态控制系统快速输出采样离散变结构自适应控制[J]. 弹箭与制导学报, 2008, 28(2): 77-80.

YU Chunlai, XU Hualong, LIU Yunfeng, et al. Discrete variable structure control for missile attitude control with fast output sampling feedback and adaptive control[J]. Journal of Projectiles, Rockets, Missiles and Guidance, 2008, 28(2): 77-80. (in Chinese)

[9] 汤一华. BTT 导弹鲁棒  $H^\infty$  自动驾驶仪[D]. 西安: 西北工业大学, 2004.

TANG Yihua. BTT missile robust  $H^\infty$  autopilot design[D]. Xi'an: Northwestern Polytechnical University, 2004. (in Chinese)

[10] 杨荣军, 杨桦, 梁旭栋, 等. 基于自适应滑模的制导炮弹控制系统设计[J]. 弹道学报, 2012, 24(3): 75-79.

YANG Rongjun, YANG Hua, LIANG Xudong, et al. Control system design for guided projectile based on adaptive sliding mode control[J]. Journal of Ballistics, 2012, 24(3): 75-79. (in Chinese)