

多星发射上面级主动抗扰姿态控制技术研究

田嘉懿¹ 张士峰¹ 刘龙斌¹

摘要 针对多星发射的运载火箭上面级在入轨段由于卫星分离产生的质量偏移, 从而引起的三轴姿态严重耦合问题展开了研究, 提出了基于广义扩张状态观测器的改进预测函数控制姿态控制方法. 该控制方法将质心偏移造成上面级结构参数偏差和引入的干扰力矩以及其他未知系统参数偏差、外界扰动和未建模动态视为集总扰动, 并将该非匹配干扰通过等效输入扰动技术转换为匹配干扰, 由广义扩张状态观测器对变化后的系统状态和未知集总扰动同时观测. 将集总扰动在反馈回路予以补偿保证了预测模型与上面级真实动力学模型有较高匹配度, 进一步保证预测函数控制有较高的控制跟踪精度和较快的响应速度, 并对外界扰动和参数偏差有较强的鲁棒性. 文中算例仿真和性能对比验证了该方法的有效性及其可行性.

关键词 上面级, 姿态控制, 广义扩张状态观测器, 预测函数控制, 控制分配

引用格式 田嘉懿, 张士峰, 刘龙斌. 多星发射上面级主动抗扰姿态控制技术研究. 自动化学报, 2018, 44(2): 228–239

DOI 10.16383/j.aas.2018.c160371

Study on Active Disturbance Reject Attitude Control Technology of Multi-satellite Upper Stage

TIAN Jia-Yi¹ ZHANG Shi-Feng¹ LIU Long-Bin¹

Abstract For the issue of severe coupling attitude control of multi-satellite upper stage for sub satellite deploying, an improved predictive functional control (PFC) based on generalized extended state observer (GESO) is presented in this paper. All the structure parameter deviations of upper stage and induced disturbance torque that are resulted by centroid eccentricity, accompanied with system parameter deviation, external disturbance and unmodeled dynamics can be regarded as a lumped disturbance. This mismatched disturbance is converted into matched disturbance with equivalent-input-disturbance (EID) technique, and then estimated by GESO as well as the transformed system states in an integrated manner. The estimated lumped disturbance can be eliminated in a negative feedback loop, which promises that the predictive model always matches the real upstage dynamics model and further provides PFC with precise tracking, fast response, as well as strong robust against external disturbance and parameter deviation. A simulation example and a comparison with some prominent methods in the presence of significant disturbance and parameter uncertainty demonstrate the robustness and effectiveness of the proposed method.

Key words Upper stage, attitude control, generalized extended state observer (GESO), predictive functional control (PFC), control allocation

Citation Tian Jia-Yi, Zhang Shi-Feng, Liu Long-Bin. Study on active disturbance reject attitude control technology of multi-satellite upper stage. *Acta Automatica Sinica*, 2018, 44(2): 228–239

运载火箭上面级是多级运载火箭中独立于基础级的末级火箭^[1]. 在入轨段, 上面级姿态控制系统根据制导系统指令不断调姿从而将有效载荷准确送入预定轨道, 是保证发射任务成功的重要一级.

多星发射上面级在卫星分离后上面级出现严重质量偏移, 从而使得上面级的几何对称面与惯量主轴坐标面不再重合, 造成了各个姿态控制通道之间的严重交联耦合. 这种交联耦合来自于两方面: 1)

由于质量偏移形成了惯量积, 使得三通道之间姿态交联互相影响; 2) 质量偏移引起质量分布变化, 造成控制力矩耦合. 这种交联耦合随子星数目的不断减少其影响程度不断增大, 不能忽略不计, 因此传统运载火箭姿态控制所采用的三通道解耦设计不再适用于多星发射上面级^[2]. 同时, 多星发射上面级必须具有较高的姿态控制精度以及较快的响应速度, 以保证在释放子星后消耗较少燃料的前提下及时调整上面级姿态将下一子星准确送入预定轨道. 综上所述, 严重的交联耦合作用与较高的设计目标对多星发射上面级姿态控制系统设计提出了难题.

针对上述问题, 相关研究者已进行了大量研究并给出了很多有效的控制方法. 文献 [2] 给出了一种非线性状态反馈控制方法, 通过反馈上面级姿态角及姿态角速度, 引入虚拟控制量实现了三通道姿态

收稿日期 2016-05-04 录用日期 2016-12-10
Manuscript received May 4, 2016; accepted December 10, 2016
国家自然科学基金 (51406230) 资助
Supported by National Natural Science Foundation of China (51406230)
本文责任编辑 孙富春
Recommended by Associate Editor SUN Fu-Chun
1. 国防科技大学空天科学学院 长沙 410073
1. College of Aerospace Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha 410073

解耦, 从而可以继承性地使用三通道解耦设计继续后续设计工作. 该方法结构简单, 计算量适中, 但由于存在虚拟控制量与实际控制量的非线性变化, 该非线性变化可能会使得针对解耦后的单通道二阶系统设计的控制器的控制效果变差. 此外, 该姿态控制技术并没有对外界干扰和系统参数偏差对于控制性能的干扰有直接抑制作用, 因此系统鲁棒性有待改善. 文献 [1, 3] 提出了基于多输入多输出系统的输入输出反馈线性化的姿态控制方法. 该方法综合考虑了飞行器姿态动力学与姿态运动学特性, 建立 SDC (State-dependent-coefficient) 仿射系统模型, 运用针对多输入多输出系统的输入输出反馈线性化控制方法得到线性系统模型而后采用线性系统控制方法设计控制器. 由于输入输出反馈线性化方法要求精确的被控系统模型, 而多星发射上面级子星不断释放导致上面级模型不断变化, 很难对其精确建模, 从而难以保证该方法的控制效果. 针对多星发射上面级姿态控制问题, 文献 [4] 提出了基于 SDRE (State-dependent Riccati equation) 的自适应非线性控制器和分段仿射控制器. SDRE 自适应非线性控制器由于在目标函数的加权矩阵中引入了系统状态, 使得加权矩阵可以根据系统状态在控制量大小与系统动态特性之间有效折衷, 并自适应变化以保证系统具有良好控制效果, 但加权矩阵的选取目前主要依赖设计经验, 没有相关理论指导, 设计过程需要耗费设计人员大量的设计精力与时间. 分段仿射控制依据分段仿射切换理论建立分段仿射模型逼近原上面级非线性系统, 并在各作用区域内设计仿射形式的反馈控制器以实现控制目标. 分段仿射控制器设计简单, 但需要针对飞行器飞行包络选取特征点并在各特征点附近区域设计相关反馈控制器, 设计工作量大且特征点交班区控制效果不易得到保证.

预测函数控制 (Predictive functional control, PFC) 是模型预测控制 (Model predictive control, MPC) 的一类, 两者均是采用预测模型、滚动优化和反馈校正的控制策略^[5-6], 通过求解一个有限时域开环最优控制问题从而求得预测时域内的最优控制输入量, 此后不断滚动优化更新控制量. 较传统离线控制器难以处理模型特征参数或外界干扰变化剧烈问题的缺陷, 模型预测控制作为一个在线控制器, 其适用范围更为广泛且其控制效果也有明显改进^[7]. 但模型预测控制通常处理在线约束优化问题, 在满足约束条件下进行数值求解, 因而其所需计算量巨大, 因此只适用低动态系统, 目前在飞行姿态控制领域还鲜有实际工程应用. 而预测函数控制通过假定控制量有一定固有结构形式从而给出了无约束优化问题的一个解析最优解, 大大降低了求解计算量. 虽然该解析最优解本质是一全局次优解, 但由于预测函数控制滚动优化的控制策略可以保证次优解

不断逼近最优解, 从而保证了预测函数控制较传统离线控制器具有更高的控制精度; 且由于其预测特性, 预测函数控制相比于传统离线控制器有更为迅速的响应速度. 此外, 由于预测函数控制给出的是解析最优解, 大大降低了求解计算量, 使之适用于快变动态系统, 可应用于飞行器姿态控制系统设计^[8-9]. 但无论是模型预测控制还是预测函数控制, 其控制效果均依赖于预测模型与被控对象的实际动力学模型的匹配程度. 虽然, 预测函数控制作为一个闭环控制方法, 在模型失配的条件下, 随着滚动优化的不断进行能在一定程度上补偿由于模型失配造成的跟踪误差, 但其响应缓慢, 且其控制精度相比模型匹配条件下将有显著下降^[10]. 针对模型失配问题, 一类研究者采用提高预测模型匹配度的方法改善其控制效果. 文献 [11] 通过在线辨识获得被控过程的特征模型作为预测模型; 文献 [12] 采用神经网络以逼近不断变化的被控对象实际模型. 此类方法在较大程度上保证了模型匹配度, 提高了控制性能, 但值得注意的是对于外界干扰此类算法仍是主要依靠预测函数控制不断滚动优化特性保证控制精度, 其鲁棒性有待提高. 另一类研究者则侧重于采用各种不同的干扰观测器, 将外界干扰和内部系统参数摄动以及未建模动态视为集总扰动, 对其同时予以估计补偿, 从而提高系统鲁棒性. 但目前现有文献中无论采用干扰观测器 (Disturbance observer, DO)^[13] 还是扩张状态观测器 (Extended state observer)^[9-10] 均只是对于匹配干扰可以进行有效补偿. 对于非匹配干扰, 目前鲜有研究. 文献 [14] 尝试采用将非匹配干扰引入预测函数控制算法并复合 DO 观测器在反馈校正中予以补偿. 但其假定集总扰动在预测时域内为常值这一假设并不符合实际情形.

鉴于预测函数控制具有上述跟踪精度高, 指令响应迅速以及可用于快变动态系统的优点, 本文将预测函数控制方法应用于多星发射上面级姿态控制系统设计. 在依据多星发射上面级姿态运动学与动力学模型建立多维耦合 SDC 控制模型的基础上, 本文推导了适用于任意阶系统的多维预测函数控制算法. 将子星释放造成的系统转动惯量等结构参数偏差和执行机构参数偏差, 以及引起的干扰力矩和未建模动态视为集总扰动, 并引入等效输入扰动 (Equivalent input disturbance, EID)^[15-17] 技术将上述非匹配干扰转换为匹配干扰, 并采用广义扩张状态观测器 (Generalized extended state observer, GESO)^[18-19] 对其估计并予以补偿, 保证了预测模型与上面级动力学模型有较高匹配度, 从而保证了预测函数控制的跟踪准确性和响应迅速性, 也提高了对于参数偏差和外界扰动的鲁棒性. 同时, 该方法将现有基于观测器的预测函数控制方法推广至多输入多输出系统, 并可以处理非匹配干扰问题.

1 多星发射上面级模型

1.1 多星发射上面级控制机构配置

某型多星发射运载火箭上面级采用冗余耦合 RCS (Reaction control system) 作为执行机构, 主发动机不可摆动. RCS 执行机构配置图如图 1 所示, 分为两档, 其中 1~8 号 RCS 为低档推力器, 推力较小; 而 9~16 号 RCS 为高档推力器, 推力较大. 两档推力器在上面级配置位置接近, 可近似认为其在同一位置. 由图 1 可以看出, 两档 RCS 推力器均偏心安置, 在开启时会在两个通道同时产生作用力矩. 该型上面级共布置了 16 个 RCS 推力器, 因此上面级姿态控制问题属于典型的过驱动控制问题. 对于冗余耦合的 RCS 执行机构, 需采用控制分配算法对姿态控制系统得出的三通道控制量分配至各个 RCS 推力器. 本文中, 不侧重于研究 RCS 执行机构对于姿态控制系统的影响, 认为其为理想器件, 即其传递函数为“1”.

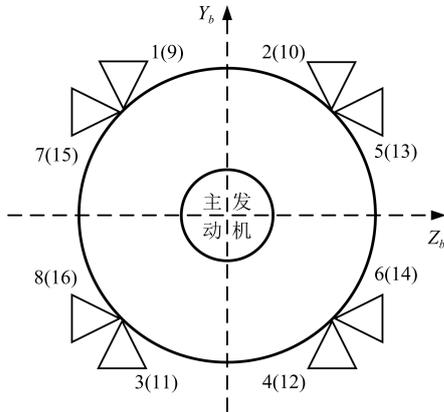


图 1 主发动机、RCS 推力器配置图

Fig. 1 Diagram of the configurations of actuators

1.2 多星发射上面级姿态运动学模型

根据发射惯性系和上面级体坐标系之间的坐标转换可以得到上面级旋转角速度在体坐标系下的投影与欧拉角速度之间的关系为(按 3-2-1 转序, 相关坐标系定义可参阅文献 [20])

$$\begin{bmatrix} \omega_x \\ \omega_y \\ \omega_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{\gamma} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + M_1 \begin{bmatrix} 0 \\ \dot{\psi} \\ 0 \end{bmatrix} + M_1 M_2 \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dot{\varphi} \end{bmatrix} \quad (1)$$

其中, M_i 表示绕 i 轴的坐标旋转矩阵.

由式 (1) 可得

$$\dot{\theta} = \mathbf{R}(\theta)\omega \quad (2)$$

其中, $\theta = [\gamma \ \psi \ \varphi]^T$ 为欧拉角, 上面级旋转角速度为 $\omega = [\omega_x \ \omega_y \ \omega_z]^T$, 而 $\mathbf{R}(\theta)$ 满足

$$\mathbf{R}(\theta) = \begin{bmatrix} 1 & \tan \psi \sin \gamma & \tan \psi \cos \gamma \\ 0 & \cos \gamma & -\sin \gamma \\ 0 & \frac{\sin \gamma}{\cos \psi} & \frac{\cos \gamma}{\cos \psi} \end{bmatrix} \quad (3)$$

1.3 多星发射上面级姿态动力学模型

由于上面级长细比较小, 箭体的弹性振型频率较高, 在考虑上面级姿态运动时, 认为上面级为刚体^[2], 则其姿态动力学模型为

$$\mathbf{I}\dot{\omega} = \mathbf{\Omega}(\omega)\omega + \mathbf{Q}\mathbf{M} + \mathbf{d}_0 \quad (4)$$

其中, \mathbf{M} 为 RCS 执行机构产生的相对于上面级体坐标系的控制力矩, \mathbf{d}_0 表示由于质量偏移主发动机造成的干扰力矩、上面级转动惯量等结构参数和执行机构参数偏差、外界未知扰动以及未建模动态的总和, \mathbf{I} 为上面级相对于体坐标系的惯量矩阵, 为

$$\mathbf{I} = \begin{bmatrix} I_{xx} & -I_{xy} & -I_{xz} \\ -I_{yx} & I_{yy} & -I_{yz} \\ -I_{zx} & -I_{zy} & I_{zz} \end{bmatrix}$$

其中, I_{xx} 为上面级对 O_x 轴的转动惯量, I_{xy} 为惯量积, 且 $I_{yx} = I_{xy}$, 其余类推.

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{y_c}{l} & -\frac{z_c}{l} \\ 0 & 1 + \frac{x_c}{l} & 0 \\ 0 & 0 & 1 + \frac{x_c}{l} \end{bmatrix}$$

表示上面级 RCS 推力器产生的控制力相对于偏心前后质心其控制力矩的转换矩阵. 其中, $[x_c \ y_c \ z_c]^T$ 为子星分离后上面级质心在体坐标系中的位置, l 为主发动机至未偏心质心的 O_x 轴距. $\mathbf{\Omega}(\omega)$ 表示相对于 ω 的系数矩阵, 为

$$\mathbf{\Omega}(\omega) = \begin{bmatrix} I_{xy}\omega_y - I_{yx}\omega_z & I_{zy}\omega_y - I_{zz}\omega_z & I_{yy}\omega_y - I_{yz}\omega_z \\ I_{zz}\omega_z - I_{zx}\omega_x & I_{xy}\omega_z - I_{zy}\omega_x & I_{xz}\omega_z - I_{xx}\omega_x \\ I_{yx}\omega_x - I_{yy}\omega_y & I_{xx}\omega_x - I_{xy}\omega_y & I_{yz}\omega_x - I_{xz}\omega_y \end{bmatrix}$$

干扰 \mathbf{d}_0 未知且其作用于控制力矩所在通道为匹配干扰, 可通过控制力矩补偿消除, 因此式 (4) 不妨改写为

$$\mathbf{I}\dot{\boldsymbol{\omega}} = \boldsymbol{\Omega}(\boldsymbol{\omega})\boldsymbol{\omega} + \mathbf{Q}(\mathbf{M} + \mathbf{d}) \quad (5)$$

其中, \mathbf{d} 满足 $\mathbf{d}_0 = \mathbf{Q}\mathbf{d}$.

2 多星发射上面级姿态控制系统设计

2.1 SDC 系统模型的建立

选取系统状态为 $\mathbf{x} = [\boldsymbol{\theta} \ \boldsymbol{\omega}]^T$, 控制输入 $\mathbf{u} = \mathbf{M}$, 由式 (2)、(5) 可得上面级系统 SDC 状态方程为

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}(\mathbf{x})\mathbf{x} + \mathbf{B}(\mathbf{u} + \mathbf{d}) \quad (6)$$

其中

$$\mathbf{A}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{R}(\boldsymbol{\theta}) \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{I}^{-1}\boldsymbol{\Omega}(\boldsymbol{\omega}) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{I}^{-1}\mathbf{Q} \end{bmatrix}$$

多星发射上面级的控制目标一般为保证上面级姿态角 $\boldsymbol{\theta}$ 及时跟踪制导系统给出的姿态角指令 $\boldsymbol{\theta}_c = [\gamma_c \ \psi_c \ \varphi_c]^T$, 因此, 选取控制输出为上面级姿态角, 即 $\mathbf{y} = \boldsymbol{\theta}$, 则系统输出方程为

$$\mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} \quad (7)$$

其中, $\mathbf{C} = [\mathbf{I}_{3 \times 3} \ \mathbf{0}_{3 \times 3}]$, $\mathbf{I}_{3 \times 3}$ 表示三阶单位阵.

在后续多维预测函数控制器设计中需给出预测时域内的参考指令. 对于上面级, 该参考指令即为制导系统给出的姿态角指令 $\boldsymbol{\theta}_c$. 但实际上只能得到当前控制时刻的 $\boldsymbol{\theta}_c$ 指令, 预测时域内的参考指令则需通过外推获得, 这将带来控制精度的降低. 因此, 选取系统状态变量为 $\mathbf{x} = [\boldsymbol{\theta} - \boldsymbol{\theta}_c \ \boldsymbol{\omega}]^T$, 将原输出跟踪问题转换为系统镇定问题, 则相应的系统状态方程和输出方程为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}(\mathbf{x})\mathbf{x} + \mathbf{B}(\mathbf{u} + \mathbf{d}) + \begin{bmatrix} \dot{\boldsymbol{\theta}}_c \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} \end{bmatrix} + \mathbf{A}(\mathbf{x}) \begin{bmatrix} \boldsymbol{\theta}_c \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} \end{bmatrix} \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} \end{cases} \quad (8)$$

此时控制输出为 $\mathbf{y} = \boldsymbol{\theta} - \boldsymbol{\theta}_c$.

注意到方程 (8) 的后两项为非匹配干扰, 需对其进行进一步处理, 为此引入以下引理.

引理 1. 对于形如 $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} + \mathbf{B}_d\mathbf{d}$ 系统 (存在非匹配干扰), 如果由外界干扰和不确定项引起的系统输出轨迹具有如下形式, 则总是存在等效输入扰动 (EID) 施加于控制输入通道, 使得系统输出具有相同轨迹, 即

$$\Phi = \{p_i(t) \sin(\omega_i t + \phi_i)\} \quad (9)$$

其中, $\omega_i (\geq 0)$ 和 ϕ_i 均为常数, $p_i(t)$ 表示关于 t 的任意多项式 ($i = 0, 1, \dots, n, n < \infty$).

实际中绝大多数系统的输出轨迹均可用引理 1 中的多项式 Φ 来描述, 因此 EID 的存在性可由引理 1 保证. 在系统能观能控的前提下, 将系统 (8) 中的非匹配干扰 (姿态角指令的动态变化) 整合入匹配干扰集总扰动 \mathbf{d} 中. 值得注意的是, EID 的引入其本质是对于原系统进行了复杂的非线性变化, 得到的新系统 (称为 EID 系统) 的系统状态已经发生了改变. 最终得到的系统状态方程和输出方程为

$$\begin{cases} \dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}(\mathbf{x})\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}(\mathbf{u} + \mathbf{d}) \\ \hat{\mathbf{y}} = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}} \end{cases} \quad (10)$$

系统 (10) 的系统状态较原系统已发生较大变化, 且很难通过计算得到, 一般通过观测器估计得到.

下文将设计 GESO 对于系统 (10) 的系统状态 $\hat{\mathbf{x}}$ 和未知集总扰动 \mathbf{d} 进行估计.

2.2 GESO 的设计

根据 GESO 算法, 首先对于系统 (10) 扩张系统状态, 得:

$$\begin{cases} \dot{\bar{\mathbf{x}}} = \bar{\mathbf{A}}(\mathbf{x})\bar{\mathbf{x}} + \bar{\mathbf{B}}\mathbf{u} + \mathbf{E}\mathbf{h} \\ \bar{\mathbf{y}} = \mathbf{C}\bar{\mathbf{x}} \end{cases} \quad (11)$$

其中, $\bar{\mathbf{x}} = [\hat{\mathbf{x}}^T \ \mathbf{x}'^T]^T$, $\mathbf{x}' = \mathbf{d}$ 为扩张的系统状态, $\mathbf{h} = \dot{\mathbf{d}}$ 为集总扰动的变化率. 扩张状态系统其系数矩阵满足

$$\bar{\mathbf{A}}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} \mathbf{A}(\mathbf{x}) & \mathbf{B} \\ \mathbf{0}_{3 \times 6} & \mathbf{0}_{3 \times 3} \end{bmatrix}, \quad \bar{\mathbf{B}} = \begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{E} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{6 \times 3} \\ \mathbf{I}_{3 \times 3} \end{bmatrix}, \quad \bar{\mathbf{C}} = [\mathbf{C} \ \mathbf{0}_{3 \times 3}]$$

为保证 GESO 的存在性及稳定性, 需建立如下假设:

假设 1. $(\mathbf{A}(\mathbf{x}), \mathbf{B})$ 在任一采样时刻能控, $(\bar{\mathbf{A}}(\mathbf{x}), \bar{\mathbf{C}})$ 在任一采样时刻能观.

假设 2. 集总扰动 \mathbf{d} 需满足以下任一要求: 1) 集总扰动 \mathbf{d} 有界; 2) 集总扰动 \mathbf{d} 稳态时为常值, 即 $\lim_{t \rightarrow \infty} \mathbf{h} = \mathbf{0}$ 且 $\lim_{t \rightarrow \infty} \mathbf{d} = \mathbf{D}_c$.

对扩张状态系统 (11), 设计 GESO:

$$\begin{cases} \dot{\hat{\mathbf{x}}} = \bar{\mathbf{A}}(\mathbf{x})\hat{\mathbf{x}} + \bar{\mathbf{B}}\mathbf{u} + \mathbf{H}(\bar{\mathbf{y}} - \hat{\mathbf{y}}) \\ \hat{\mathbf{y}} = \bar{\mathbf{C}}\hat{\mathbf{x}} \end{cases} \quad (12)$$

其中, $\hat{\mathbf{x}} = [\hat{\mathbf{x}}^T \ \hat{\mathbf{x}}'^T]^T$ 为需要估计的系统状态, \mathbf{H} 为需要设计的观测增益矩阵. 则由 GESO 可以得到

系统 (10) 的系统状态和集总扰动估计值为

$$\begin{cases} \hat{\boldsymbol{x}} = \hat{\boldsymbol{x}} \\ \hat{\boldsymbol{d}} = \hat{\boldsymbol{d}}' \end{cases} \quad (13)$$

2.3 多维预测函数控制器设计

经 GESO 估计得到未知的集总扰动 \boldsymbol{d} 并在反馈回路予以补偿, 因此预测函数控制器设计所需的系统状态模型将不再包含集总扰动, 即

$$\begin{cases} \dot{\hat{\boldsymbol{x}}} = \boldsymbol{A}(\boldsymbol{x})\hat{\boldsymbol{x}} + \boldsymbol{B}(\boldsymbol{u}) \\ \hat{\boldsymbol{y}} = \boldsymbol{C}\hat{\boldsymbol{x}} \end{cases} \quad (14)$$

其中系统状态 $\hat{\boldsymbol{x}}$, 同样由 GESO 观测估计得到, 为 $\hat{\boldsymbol{x}}$.

以下针对上述多输入多输出系统模型, 设计多维预测函数控制器.

2.3.1 基函数

不同于传统的模型预测控制, 预测函数控制认为系统的控制输入为若干已知基函数的线性组合, 即

$$\boldsymbol{u}(k+i) = \begin{bmatrix} \mu_1(k+i) \\ \vdots \\ \mu_N(k+i) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{j=1}^{N_b} \mu_{1j} f_j(i) \\ \vdots \\ \sum_{j=1}^{N_b} \mu_{Nj} f_j(i) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mu_{11} & \cdots & \mu_{1N_b} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mu_{N1} & \cdots & \mu_{NN_b} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1(i) \\ \vdots \\ f_{N_b}(i) \end{bmatrix} \quad (15)$$

其中, $i = 0, 1, \dots, p-1$, p 为预测时域步长. μ_{nj} 是 $k+i$ 采样时刻第 n 个控制通道的控制输入 $u_n(k+i)$ 中相对于基函数 $f_j(\cdot)$ 的未知权重系数, N_b 是选取的基函数个数, N 为控制输入维数. 一般的, 基函数的选取依赖于被控对象和拟跟踪设定值的特性. 在保证有较为满意控制性能的前提下, 一般选取阶跃函数、斜坡函数和抛物线函数等作为基函数.

2.3.2 预测模型

对多维预测函数控制器设计所需系统状态模型离散化得到离散时间系统的预测模型, 为

$$\begin{cases} \boldsymbol{x}_m(k+1) = \boldsymbol{A}_m \boldsymbol{x}_m(k) + \boldsymbol{B}_m \boldsymbol{u}(k) \\ \boldsymbol{y}_m(k) = \boldsymbol{C}_m \boldsymbol{x}_m(k) \end{cases} \quad (16)$$

其中, \boldsymbol{A}_m 、 \boldsymbol{B}_m 和 \boldsymbol{C}_m 为预测模型的系数矩阵, 可

以表示为

$$\begin{cases} \boldsymbol{A}_m = e^{\boldsymbol{A}(\boldsymbol{x})T_s} \\ \boldsymbol{B}_m = \int_0^{T_s} e^{\boldsymbol{A}(\boldsymbol{x})T_s} \boldsymbol{B} dt \\ \boldsymbol{C}_m = \boldsymbol{C} \end{cases}$$

其中, T_s 为预测模型采样周期.

由式 (15) 和式 (16), 通过迭代计算可以得到预测时域内 $k+i$ 采样时刻 ($i = 1, 2, \dots, p$) 的预测模型系统状态为

$$\boldsymbol{x}_m(k+i) = \boldsymbol{A}_m^i \boldsymbol{x}_m(k) + \sum_{j=0}^{i-1} \boldsymbol{A}_m^{i-j-1} \boldsymbol{B}_m \boldsymbol{u}(k+j) \quad (17)$$

进一步, 可以得到在 $k+i$ 采样时刻的预测模型的预测输出为

$$\boldsymbol{y}_m(k+i) = \boldsymbol{M}(i) + \boldsymbol{y}_f(k+i) \quad (18)$$

其中, $\boldsymbol{M}(i) = \boldsymbol{C}_m \boldsymbol{A}_m^i \boldsymbol{x}_m(k)$ 代表系统预测输出的自由响应项; $\boldsymbol{y}_f(k+i) = \sum_{j=0}^{i-1} \boldsymbol{C}_m \boldsymbol{A}_m^{i-1-j} \boldsymbol{B}_m \boldsymbol{u}(k+j)$ 表示预测输出的受迫响应项. 令 $\boldsymbol{C}_m \boldsymbol{A}_m^{i-1-j} \boldsymbol{B}_m = \boldsymbol{N}_j$, $j = 1, \dots, i$, 则受迫响应项表示为

$$\begin{bmatrix} \sum_{j=1}^i \sum_{n=1}^N \boldsymbol{N}_j(1, n) u_n(k+j-1) \\ \vdots \\ \sum_{j=1}^i \sum_{n=1}^N \boldsymbol{N}_j(l, n) u_n(k+j-1) \end{bmatrix} \quad (19)$$

其中, l 为系统输出维数, $\boldsymbol{N}_j(m, n)$ 表示 \boldsymbol{N}_j 的第 (m, n) 元素. 进一步, 式 (14) 的基函数引入上式, 得:

$$\begin{bmatrix} \sum_{j=1}^i \sum_{n=1}^N \sum_{p=1}^{N_b} \boldsymbol{N}_j(1, n) \mu_{np} f_p(j-1) \\ \vdots \\ \sum_{j=1}^i \sum_{n=1}^N \sum_{p=1}^{N_b} \boldsymbol{N}_j(l, n) \mu_{np} f_p(j-1) \end{bmatrix} \quad (20)$$

将上式改写为关于未知权重系数 μ_{nj} 的矩阵乘积形式 $\boldsymbol{K}(i)\boldsymbol{U}$, 其中

$$\boldsymbol{U} = [\mu_{11} \ \cdots \ \mu_{1N_b} \ \mu_{21} \ \cdots \ \mu_{2N_b} \ \cdots \ \mu_{NN_b}]^T$$

$\mathbf{K}(i)$ 的第 l 行元素可以表示为

$$\begin{bmatrix} \sum_{j=1}^i \mathbf{N}_j(l, 1) f_1(j-1) \\ \vdots \\ \sum_{j=1}^i \mathbf{N}_j(l, 1) f_{N_b}(j-1) \\ \sum_{j=1}^i \mathbf{N}_j(l, 2) f_1(j-1) \\ \vdots \\ \sum_{j=1}^i \mathbf{N}_j(l, 2) f_{N_b}(j-1) \\ \vdots \\ \sum_{j=1}^i \mathbf{N}_j(l, N) f_{N_b}(j-1) \end{bmatrix}^T$$

则, 在 $k+i$ 采样时刻的预测模型的系统预测输出可以写为

$$\mathbf{y}_m(k+i) = \mathbf{M}(i) + \mathbf{K}(i)\mathbf{U} \quad (21)$$

2.3.3 参考轨迹

对于稳定过程, 一般选取一阶指数形式来描述参考轨迹, 即:

$$\mathbf{y}_r(k+i) = \mathbf{y}_c(k+i) - \beta^i(\mathbf{y}_c(k) - \mathbf{y}(k)) \quad (22)$$

其中, $\mathbf{y}_r(k+i)$ 为 $k+i$ 采样时刻的参考轨迹, 而 $\mathbf{y}_c(k+i)$ 为 $k+i$ 采样时刻的系统拟跟踪设定值, $\mathbf{y}(k)$ 为系统在 k 采样时刻的系统实际控制输出. $\beta = e^{-T_s/T_r}$ 为参考轨迹的柔化系数, 其中 T_s 为采样周期, T_r 为期望的系统闭环响应时间.

2.3.4 反馈校正

对于一个稳定过程, 通常认为在预测时域内的预测输出误差即为预测时域的初始输出偏差, 即

$$\mathbf{e}(k+i) = \mathbf{y}(k+i) - \mathbf{y}_m(k+i) = \mathbf{y}(k) - \mathbf{y}_m(k) \quad (23)$$

其中, $\mathbf{e}(k+i)$ 为 $k+i$ 采样时刻的预测输出误差.

利用未来的预测输出误差可以对预测时域内的预测输出予以校正, 从而更加准确地预测控制输出. 校正后 $k+i$ 采样时刻的预测输出为

$$\mathbf{y}_p(k+i) = \mathbf{y}_m(k+i) + \mathbf{e}(k+i) = \mathbf{y}_m(k+i) + \mathbf{y}(k) - \mathbf{y}_m(k) \quad (24)$$

2.3.5 优化性能指标

选取校正后的预测输出与参考轨迹在预测时域内的拟合点处的跟踪误差矢量的 2 范数作为优化性能指标, 即

$$J = \sum_{h_i \in H_{N_c}} \left\| \mathbf{y}_r(k+h_i) - \mathbf{y}_p(k+h_i) \right\|^2 \quad (25)$$

其中, $H_{N_c} = \{h_1, \dots, h_{N_c}\}$ 为选取的预测时域内的拟合点集合, N_c 为选取的拟合点个数.

2.3.6 最优控制输入的计算

展开优化性能指标 (25), 有:

$$J = \sum_{h_i \in H_{N_c}} \left\| \mathbf{y}_r(k+h_i) - \mathbf{y}_p(k+h_i) \right\|^2 = \left\| \mathbf{L} - \mathbf{R}\mathbf{U} \right\|^2 \quad (26)$$

其中

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} \mathbf{y}_r(k+h_1) - \mathbf{M}(h_1) - \mathbf{y}(k) + \mathbf{y}_m(k) \\ \vdots \\ \mathbf{y}_r(k+h_{N_c}) - \mathbf{M}(h_{N_c}) - \mathbf{y}(k) + \mathbf{y}_m(k) \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{R} = \left[\mathbf{K}^T(h_1) \quad \dots \quad \mathbf{K}^T(h_{N_c}) \right]^T$$

在不考虑控制约束的情况下, 最优控制输入可以通过上述优化性能指标在预测时域内取极小求得, 即未知权重组合系数 \mathbf{U} 满足:

$$\frac{dJ}{d\mathbf{U}} = \mathbf{0} \quad (27)$$

由式 (26) 和式 (27) 得:

$$\mathbf{U} = (\mathbf{R}^T \mathbf{R})^{-1} \mathbf{R}^T \mathbf{L} \quad (28)$$

最优权重组合系数矩阵可以由式 (28) 改写为

$$\boldsymbol{\mu}^* = \begin{bmatrix} \mu_{11} & \dots & \mu_{1N_b} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mu_{N1} & \dots & \mu_{NN_b} \end{bmatrix} \quad (29)$$

则最优控制输入为

$$\mathbf{u}^* = \boldsymbol{\mu}^* \mathbf{F} \quad (30)$$

其中, $\mathbf{F} = [f_1 \quad \dots \quad f_{N_b}]^T$ 为基函数集.

2.4 控制分配

由式 (13) 和式 (30) 即得到连续型的最优三通控制力矩

$$\bar{\mathbf{u}} = \mathbf{u}^* - \hat{\mathbf{x}}'^T \quad (31)$$

运载火箭上面级一般采用冗余 RCS 推力器作为执行机构, 如本文给出仿真算例. 此外, RCS 推力器属于“0-1”型执行机构, 推力大小不可调节, 需将由广义扩张状态观测器和多维预测函数控制器给出的最优控制输入转换为 RCS 推力器所需的开关量. 以下采用混合整数线性规划 (Mixed integer linear programming, MILP) 算法^[21-22], 给出针对冗余 RCS 推力器的一种控制分配方法, 其实现的功能包括:

$\begin{bmatrix} -200 & -200 & -300 \end{bmatrix}^T$ (mm). 相应的, 其偏移后的转动惯量为 ($\text{kg} \cdot \text{m}^2$)

$$\mathbf{I} = \begin{bmatrix} 450 & 16 & -105 \\ 16 & 550 & -23 \\ -105 & -23 & 500 \end{bmatrix}$$

表 1 上面级 RCS 相关参数

Table 1 RCS parameter of upper stage

上面级 RCS 相关参数	参数值
主发动机推力	2000 N
主发动机至未偏心质心距离	2500 mm
低档 RCS 推力器推力	30 N
高档 RCS 推力器推力	300 N
RCS 推力器滚转力臂	500 mm
RCS 推力器偏航力臂	2500 mm
RCS 推力器俯仰力臂	2500 mm

3.1.2 仿真初始条件及参考信号设置

一般的, 上面级制导系统给出的制导指令可以用阶跃信号近似, 因此这里选取制导系统给出的姿态角参考指令为 ($^\circ$)

$$\gamma_c = \begin{cases} 5, & 0 < t \leq 2 \text{ s} \\ -5, & 2 < t \leq 4 \text{ s} \\ 0, & 4 < t \leq 6 \text{ s} \end{cases}$$

$$\psi_c = \begin{cases} -10, & 0 < t \leq 2 \text{ s} \\ 10, & 2 < t \leq 4 \text{ s} \\ 0, & 4 < t \leq 6 \text{ s} \end{cases}$$

$$\varphi_c = \begin{cases} 10, & 0 < t \leq 2 \text{ s} \\ -10, & 2 < t \leq 4 \text{ s} \\ 0, & 4 < t \leq 6 \text{ s} \end{cases}$$

上面级初始姿态角及姿态角速度均为 0° .

3.1.3 控制器相关参数设置

为保证广义扩张状态观测器有足够快的响应频率对集总扰动进行估计并予以消除, 观测器的带宽应选择为闭环系统带宽的 2~10 倍; 同时也要注意, 观测器带宽不应过大, 避免使其对高频噪声过于敏感而使闭环系统趋向于不稳定. 在本文中, 利用极点配置设计广义扩张状态观测器带宽. 一般而言, 飞行器其滚转通道动态特性需设计快于俯仰通道与偏航通道, 从而保证飞行器滚转稳定. 因此, 配置广义扩张状态观测器带宽使俯仰通道在 -16 处, 偏航通道在 -18 处, 而滚转通道在 -20 处. 对于多维预测函数控制器, 选择基函数为阶跃函数, 设计控制周期

为 20 ms, 闭环期望响应时间为滚转通道 0.4 s, 偏航通道 0.3 s, 俯仰通道 0.2 s. 预测时域步长为 8, 拟合点设置为 $\mathbf{H}_{N_c} = \{7, 8\}$, 上述参数对三通道均适用. 在控制分配中选择 \mathbf{W}_u 各惩罚因子均为 1, 权重向量 $\mathbf{W}_p = \begin{bmatrix} 5 & 10 & 10 \end{bmatrix}$.

上述条件下, 在 MATLAB/SIMULINK 软件中选择 Runge-Kutta 积分方法, 以 20 ms 定步长对本文提出的姿态控制系统进行性能仿真验证.

3.2 相关姿态控制器简介

为说明本文提出控制器的有效性和优点, 选取文献 [2] 提出的非线性状态反馈控制器和文献 [3] 提出的基于多输入多输出的输入输出反馈线性化控制器做对比. 同时为进一步说明本文提出控制方法对预测函数控制的改进, 增加预测函数控制器做对比, 其相关控制参数与第 3.1.3 节中参数设置相同. 以下对这两种控制器做一简单介绍.

3.2.1 非线性状态反馈控制器

由式 (1) 可得:

$$\boldsymbol{\omega} = \mathbf{S}(\boldsymbol{\theta})\dot{\boldsymbol{\theta}} \quad (35)$$

其中, $\mathbf{S}(\boldsymbol{\theta})$ 满足:

$$\mathbf{S}(\boldsymbol{\theta}) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -\sin \psi \\ 0 & \cos \gamma & \cos \psi \sin \gamma \\ 0 & -\sin \gamma & \cos \psi \cos \gamma \end{bmatrix}$$

将式 (35) 微分代入式 (4) (忽略干扰 \mathbf{d}_0) 得:

$$\mathbf{I}\mathbf{S}(\boldsymbol{\theta})\ddot{\boldsymbol{\theta}} + [\mathbf{I}\dot{\mathbf{S}}(\boldsymbol{\theta}, \dot{\boldsymbol{\theta}}) - \boldsymbol{\Omega}(\boldsymbol{\theta}, \dot{\boldsymbol{\theta}})\mathbf{S}(\boldsymbol{\theta})]\dot{\boldsymbol{\theta}} = \mathbf{Q}\mathbf{M} \quad (36)$$

令

$$\mathbf{M} = \mathbf{Q}^{-1}\{[\mathbf{I}\dot{\mathbf{S}}(\boldsymbol{\theta}, \dot{\boldsymbol{\theta}}) - \boldsymbol{\Omega}(\boldsymbol{\theta}, \dot{\boldsymbol{\theta}})\mathbf{S}(\boldsymbol{\theta})]\dot{\boldsymbol{\theta}} + \mathbf{I}\mathbf{S}(\boldsymbol{\theta})\mathbf{u}\}$$

其中, $\mathbf{u} = \begin{bmatrix} u_x & u_y & u_z \end{bmatrix}^T$ 为新引入的虚拟控制量. 则式 (36) 变为

$$\ddot{\boldsymbol{\theta}} = \mathbf{u} \quad (37)$$

此时构成的闭环系统已然解耦, 可以通过控制量 \mathbf{u} 的 3 个分量分别单独控制上面级的 3 个姿态角. 对于控制量 \mathbf{u} 的设计可以采用最速控制, 燃料最优控制等方法. 在本文中, 采用 PID 控制. 经仿真实验, 得到 PID 控制参数为 $K_p = 100$, $K_i = 5$, $K_d = 35$, 对 3 个通道均适用.

3.2.2 多维输入输出反馈线性化控制器

系统方程 (6) 可以写为 (忽略干扰 \mathbf{d}_0)

$$\dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}(\boldsymbol{\theta})\boldsymbol{\omega} \\ \mathbf{I}^{-1}\boldsymbol{\Omega}(\boldsymbol{\omega})\boldsymbol{\omega} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{I}^{-1}\mathbf{Q} \end{bmatrix} \mathbf{u} = \mathbf{f}(\boldsymbol{\omega}, \boldsymbol{\theta}) + \mathbf{g}\mathbf{u} \quad (38)$$

输出方程 (7) 可以写为

$$\mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} = \mathbf{h}(\mathbf{x}) \quad (39)$$

经计算得:

$$\begin{cases} \mathbf{L}_f \mathbf{h} = \mathbf{R}(\boldsymbol{\theta})\boldsymbol{\omega} \\ \mathbf{L}_g \mathbf{h} = \mathbf{0} \\ \mathbf{L}_f^2 \mathbf{h} = \frac{d\mathbf{R}(\boldsymbol{\theta})\boldsymbol{\omega}}{dx} \begin{bmatrix} \mathbf{R}(\boldsymbol{\theta})\boldsymbol{\omega} \\ \mathbf{I}^{-1}\boldsymbol{\Omega}(\boldsymbol{\omega})\boldsymbol{\omega} \end{bmatrix} \\ \mathbf{L}_g \mathbf{L}_f \mathbf{h} = \frac{d\mathbf{R}(\boldsymbol{\theta})\boldsymbol{\omega}}{dx} \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{I}^{-1}\mathbf{Q} \end{bmatrix} \neq \mathbf{0} \end{cases} \quad (40)$$

即

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{y}} = \mathbf{L}_f \mathbf{h} \\ \ddot{\mathbf{y}} = \mathbf{L}_f^2 \mathbf{h} + \mathbf{L}_g \mathbf{L}_f \mathbf{h} \mathbf{u} \end{cases} \quad (41)$$

则系统相对阶为 6, 不存在内动态子系统, 不需要考虑内稳定问题.

假设控制量 \mathbf{u} 满足:

$$\mathbf{u} = (\mathbf{L}_g \mathbf{L}_f \mathbf{h})^{-1}(\boldsymbol{\nu} - \mathbf{L}_f^2 \mathbf{h}) \quad (42)$$

其中, $\boldsymbol{\nu}$ 引进的虚拟控制量, 则式 (41) 为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{y}} = \mathbf{L}_f \mathbf{h} \\ \ddot{\mathbf{y}} = \boldsymbol{\nu} \end{cases} \quad (43)$$

即实现了线性化处理, 可以采用线性控制理论处理上述问题. 对于线性方程 $\ddot{\mathbf{y}} = \boldsymbol{\nu}$ 同样在本文中采用 PID 控制. 经仿真实验, 得到 PID 控制参数为 $K_p = 100$, $K_i = 5$, $K_d = 40$, 对 3 个通道均适用.

3.3 无扰条件仿真

在无扰条件下进行控制性能仿真验证, 仿真结果如图 3 所示.

在图 3 中, EG-PFC (EID-GESO-PFC) 表示本文提出的基于广义扩张状态观测器的多维预测函数控制器, 控制器 1 表示非线性状态反馈控制器, 控制器 2 表示多维输入输出反馈线性化控制器, PFC

表示单独的多维预测函数控制器, 以下类同. 根据图 3, 在给定阶跃信号下, 4 种控制器作用下其跟踪结果都基本令人满意. EG-PFC 控制器可以实现对 3 个姿态角参考输入的无偏差跟踪, 响应迅速且无超调现象发生, 是 4 种控制器中表现最优的控制器. PFC 控制器在对滚转角和偏航角的跟踪中存在很微小的超调, 但其响应速度在 4 种控制器中最快. PFC 较 EG-PFC 响应稍快的原因是 PFC 结构简单, 不存在 GESO 对于 PFC 给出的最优控制指令的修正 (消除干扰). 而在控制器 1 和控制器 2 作用下, 姿态角的跟踪存在超调且存在静态跟踪误差, 而且其响应速度相比基于预测函数控制的两种控制器较慢, 特别是俯仰通道仿真结果对比明显.

3.4 扰动条件下仿真

为说明本文所提出控制器对于干扰的扰动抑制能力, 在存在参数偏差和外界扰动的条件下进一步进行仿真研究.

3.4.1 外部扰动作用

由于子星释放, 上面级质心偏心, 主发动机产生的推力将对上面级姿态控制产生干扰力矩. 因此外部扰动对上面级姿态稳定的扰动可近似由主发动机推力增大产生的干扰力矩代替. 在此假定主发动机推力偏大 20%, 其仿真结果如图 4 所示. 在外部扰动存在时, EG-PFC 其控制效果与无扰情况下没有明显差异, 而在控制器 1 和控制器 2 作用下, 相比无扰情况其跟踪响应静差和超调明显增大, 如偏航通道仿真结果所示. 而单纯的多维预测函数控制器由于没有对于干扰的补偿, 其在滚转角和俯仰角的跟踪中出现了较为明显的超调.

3.4.2 系统参数偏差

实际中系统物理参数总是存在偏差. 这里假设子星分离导致的质心偏移存在如下偏差 $[-20 \ -20 \ -30]^T$ (mm), 而转动惯量较第 3.1 节给出标准值偏小 10%. 在外部扰动存在基础上, 给定上述参数偏差, 其仿真结果如图 5 所示. 在上述

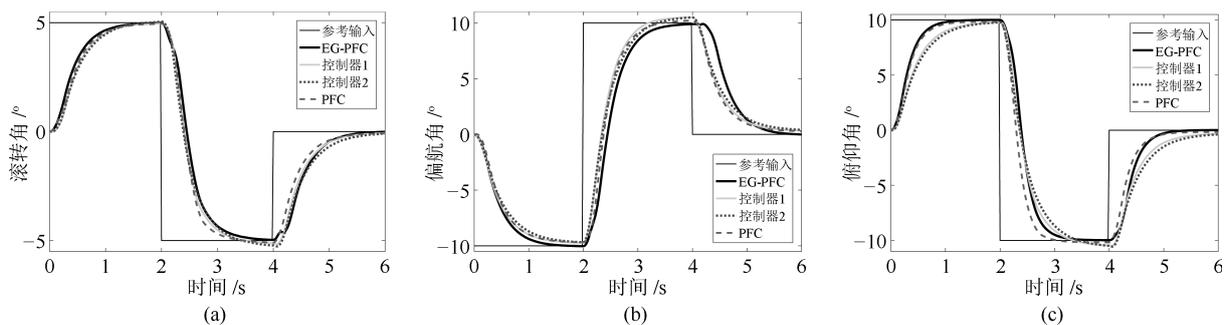


图 3 无扰仿真结果图

Fig. 3 Performance of controller without uncertainty

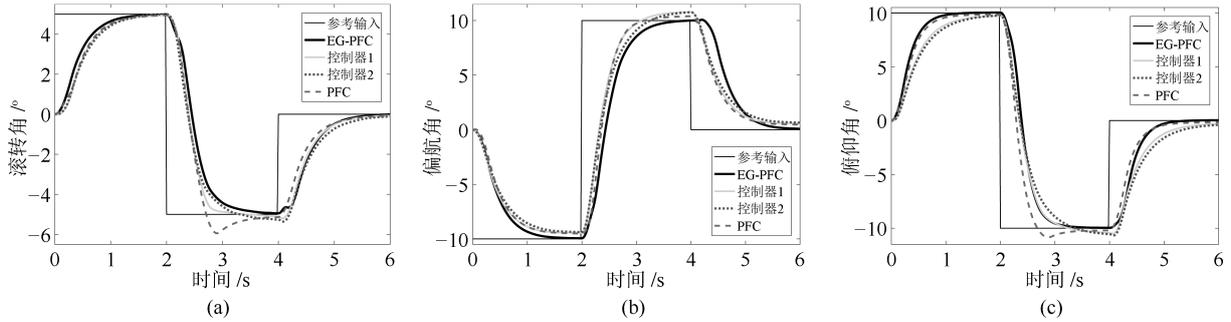


图 4 外部扰动下仿真结果

Fig. 4 Performance of controller with external disturbance

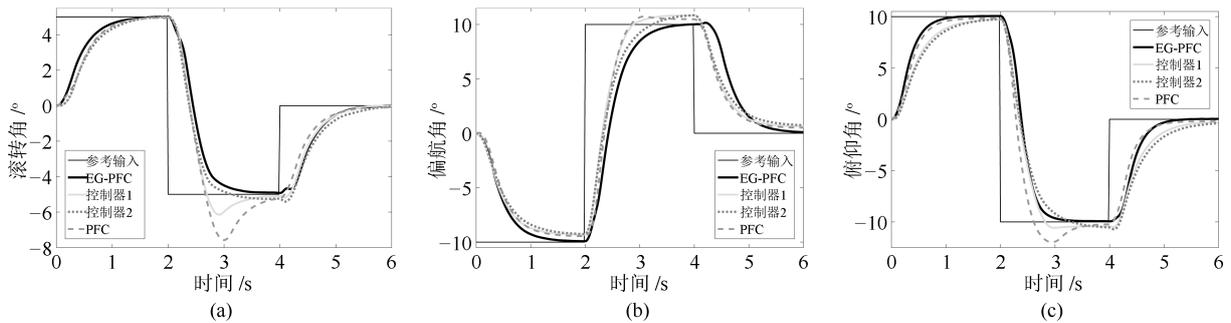


图 5 参数偏差仿真结果

Fig. 5 Performance of controller with parameter uncertainty

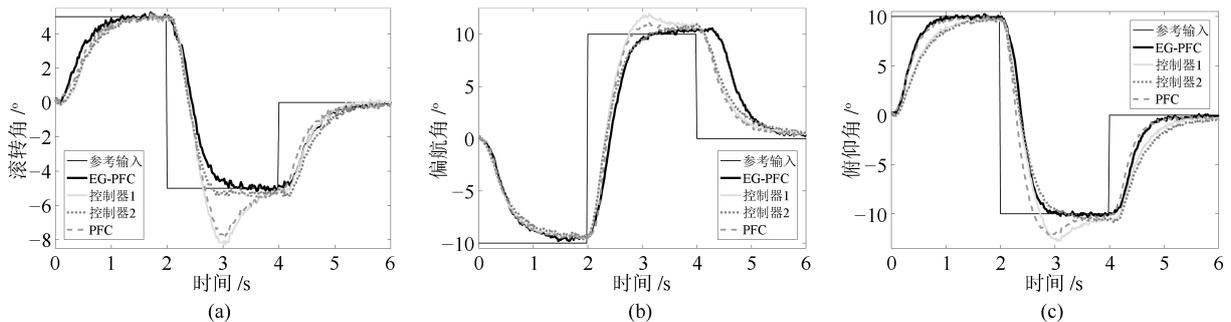


图 6 测量噪声作用下仿真结果

Fig. 6 Performance of controller with sensor noise

给定仿真条件下, EG-PFC 控制器依然能无超调无静差较快地跟踪参考指令. 而在控制器 1、控制器 2 以及 PFC 控制器作用下, 系统超调量与静差均进一步增大, 这在 3 个通道的跟踪结果中都可以明显看出.

3.4.3 测量噪声作用

在考虑上述外界干扰和系统参数偏差的作用下, 进一步考虑测量噪声对于控制器控制效果的影响. 假定上面级在对于姿态角的测量中存在采样时间 20 ms, 零均值, 标准差为 0.1° 的白噪声, 其仿真结果如图 6 所示. 如图 6 所示, 在测量噪声作用下各

控制器的控制性能均有所下降, 但 EG-PFC 控制器作用下系统超调很小, 且响应迅速. 而控制器 1 和控制器 2 性能明显变差. 特别是控制器 1, 在其作用下对于三个通道的控制都出现了明显的超调, 而控制器 2 在对于滚转角的跟踪中也存在较大的稳态误差. 其原因在于控制器 1 和控制器 2 在解耦得到线性系统后均采用传统的 PID, 而微分项对于噪声的放大作用使得控制器性能显著下降.

根据上述仿真结果说明了本文提出的基于广义扩张状态观测器的多维预测函数控制器的可行性和有效性, 且相比上述对比姿态控制器在跟踪精度、响应速度以及干扰抑制方面均存在较为明显的优势.

需要说明的是, 控制器 1 和控制器 2 在上述仿真中给出的结果是在上述给定控制参数下获得的, 如果采用更为合理的控制参数, 其控制效果应会进一步提高, 但这需要大量的仿真和工程实际经验, 而这也突出了预测函数控制器另一突出优势, 即预测函数控制器采用预测输出、反馈校正、滚动优化的控制策略, 使得在获得预测模型后不需要经过大量的数学仿真即可获得较好的控制效果, 节省了控制器的设计时间, 降低了对于控制器设计相关工程经验的要求。

4 结论

本文针对多星发射上面级火箭在子星释放后质心偏移引起三轴姿态严重耦合问题, 提出了基于广义扩张状态观测器的多维预测函数控制姿态控制方法。对质心偏移造成上面级结构参数偏差和引入的干扰力矩, 以及其他未知系统参数偏差, 外界扰动和未建模动态综合处理, 将其视为集总扰动, 并将该非匹配干扰通过等效输入扰动技术转换为匹配干扰, 由广义扩张状态观测器对变化后的系统状态和未知集总扰动同时观测。将集总扰动在反馈回路予以补偿, 使得预测模型与上面级真实动力学模型有较高匹配度, 从而保证预测函数控制有较高的控制跟踪精度和较快的响应速度, 并对外界扰动和参数偏差有较强的鲁棒性。该方法将同类基于观测器的预测函数控制方法推广至多输入多输出系统且可处理非匹配干扰。通过对某型采用冗余耦合 RCS 执行机构的多星发射上面级仿真研究, 并与非线性反馈控制器和多维输入输出反馈线性化控制器做对比, 说明了本文提出方法的有效性和可行性。

References

- Cui Nai-Gang, Zhang Li-Bin, Pu Jia-Lun. Study on attitude decoupling control for advanced upper stage during orbital maneuver. *Journal of Astronautics*, 2011, **32**(9): 1911–1917 (崔乃刚, 张利宾, 浦甲伦. 先进上面级变轨段姿态解耦控制研究. 宇航学报, 2011, **32**(9): 1911–1917)
- Xu Yan-Wan. *Liquid-Fueled Ballistic Missile and Launch Vehicle: Control System (I)*. Beijing: China Astronautic Publishing House, 2009. 621–622 (徐延万. 液体弹道导弹与运载火箭系列: 控制系统(上). 北京: 中国宇航出版社, 2009. 621–622)
- Weerdt E D, van Kampen E, van Gemert D, Chu Q P, Mulder J A. Adaptive nonlinear dynamic inversion for spacecraft attitude control with fuel sloshing. In: Proceedings of the 2008 AIAA Guidance, Navigation and Control Conference and Exhibit. Honolulu, Hawaii: AIAA, 2008.
- Zhang Jun, Zhang Shang-Qiang, Liu Zhi-Lin. Decoupling attitude control of upper stage. *Electric Machines and Control*, 2009, **13**(S1): 169–172, 177 (张军, 张尚强, 刘志林. 多星发射上面级的姿态解耦控制. 电机与控制学报, 2009, **13**(S1): 169–172, 177)
- Xi Yu-Geng. *Predictive Control (Second Edition)*. Beijing: National Defense Industry Press, 2013. (席裕庚. 预测控制. 第 2 版. 北京: 国防工业出版社, 2013.)
- Xi Yu-Geng, Li De-Wei, Lin Shu. Model predictive control-status and challenges. *Acta Automatica Sinica*, 2013, **39**(3): 222–236 (席裕庚, 李德伟, 林姝. 模型预测控制—现状与挑战. 自动化学报, 2013, **39**(3): 222–236)
- Mayne D Q, Rawlings J B, Rao C V, Sockaert P O M. Constrained model predictive control: stability and optimality. *Automatica*, 2000, **36**(6): 789–814
- Kasdirin H A. Predictive functional control (PFC) for use in autopilot design [Master thesis], University of Sheffield, UK, 2006
- Tang W Q, Cai Y L. Predictive functional control-based missile autopilot design. *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, 2012, **35**(5): 1450–1455
- Liu H X, Li S H. Speed control for PMSM servo system using predictive functional control and extended state observer. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2012, **59**(2): 1171–1183
- Zhang Pei-Jian, Wu Jian-Guo. Research of characteristic model predictive functional control based on on-line identification. *Computer Simulation*, 2010, **27**(11): 299–302 (张培建, 吴建国. 基于在线辨识的特征模型预测函数控制研究. 计算机仿真, 2010, **27**(11): 299–302)
- Zhang Ri-Dong, Wang Shu-Qing. Neural network based predictive functional control for nonlinear systems. *Control Theory & Applications*, 2007, **24**(6): 949–953, 958 (张日东, 王树青. 基于神经网络的非线性系统预测函数控制. 控制理论与应用, 2007, **24**(6): 949–953, 958)
- Satoh T, Kaneko K, Saito N. Performance improvement of predictive functional control: a disturbance observer approach. In: Proceedings of the 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society (IECON 2011). Melbourne, VIC, Australia: IEEE, 2011. 669–674
- Zhang Y H, Yang H B, Jiang Z Y, Hu F, Zhang W H. Robust predictive functional control for flight vehicles based on nonlinear disturbance observer. *International Journal of Aerospace Engineering*, 2015, **2015**: Article No. 878971
- She J H, Fang M X, Ohyama Y, Hashimoto H, Wu M. Improving disturbance-rejection performance based on an equivalent-input-disturbance approach. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2008, **55**(1): 380–389
- She J H, Xin X, Pan Y D. Equivalent-input-disturbance approach-analysis and application to disturbance rejection in dual-stage feed drive control system. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 2011, **16**(2): 330–340
- Gao F, Wu M, She J H, Cao W H. Disturbance rejection in nonlinear systems based on equivalent-input-disturbance approach. *Applied Mathematics and Computation*, 2016, **282**: 244–253
- Li S H, Yang J, Chen W H, Chen X S. Generalized extended state observer based control for systems with mismatched uncertainties. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2012, **59**(12): 4792–4802

- 19 Panchal B, Talole S E. Generalized ESO and predictive control based robust autopilot design. *Journal of Control Science and Engineering*, 2016, **2016**: Article No. 5741603
- 20 Jia Pei-Ran, Chen Ke-Jun, He Li. *Long-range Missile Ballistics*. Changsha: NUDT Press, 2009.
(贾沛然, 陈克俊, 何力. 远程火箭弹道学. 长沙: 国防科技大学出版社, 2009.)
- 21 Xu Zhi, Tang Shuo. RCS control allocation problem for RLV re-entry. *Flight Dynamics*, 2009, **27**(6): 44–47
(许志, 唐硕. RLV 再入返回喷流控制策略研究. 飞行力学, 2009, **27**(6): 44–47)
- 22 Zang Xi-Heng, Tang Shuo, Yan Xiao-Dong. Study on self-adaptive control allocation of RCS/aerosurface. *Flight Dynamics*, 2013, **31**(2): 152–156
(臧希恒, 唐硕, 闫晓东. RCS/气动舵自适应控制分配方法研究. 飞行力学, 2013, **31**(2): 152–156)



田嘉懿 国防科技大学空天科学学院博士研究生. 主要研究方向为飞行器动力学与控制、自抗扰控制. 本文通信作者.
E-mail: tianjy618@hotmail.com

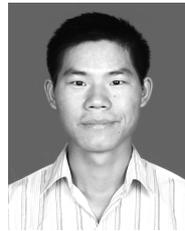
(**TIAN Jia-Yi** Ph.D. candidate at the College of Aerospace Science and Engineering, National University of Defense Technology. His research interest covers flight dynamics and control and active disturbance reject control. Corresponding author of this paper.)



张士峰 国防科技大学空天科学学院教授. 2000 年获得国防科技大学控制理论与控制工程博士学位. 主要研究方向为飞行器设计, 动力学制导与控制.

E-mail: zhang_shifeng@hotmail.com

(**ZHANG Shi-Feng** Professor at the College of Aerospace Science and Engineering, National University of Defense Technology. He received his Ph.D. degree from National University of Defense Technology in 2000. His research interest covers flight vehicle design, guidance, dynamics and control.)



刘龙斌 国防科技大学空天科学学院讲师. 2015 年获得北京航空航天大学航空科学与工程学院博士学位. 主要研究方向为飞行器设计, 结构力学仿真技术.

E-mail: longbuaa@163.com

(**LIU Long-Bin** Lecturer at the College of Aerospace Science and Engineering, National University of Defense Technology. He received his Ph.D. degree from Beihang University in 2015. His research interest covers flight vehicle design and mechanics simulation technology.)