

固定翼双旋弹修正组件滚转控制研究

张鑫, 姚晓先

(北京理工大学 宇航学院, 北京 100081)

摘要: 针对固定翼双旋弹修正组件滚转通道存在的输入扰动和模型不确定性问题, 设计一种基于 H_∞ 回路整形的两自由度滚转通道控制方法. 通过对修正组件电气系统和机械系统的建模, 得到执行机构电磁控制力矩的计算方法, 利用理论分析及实验测试, 研究了修正组件气动力矩和滚转阻尼力矩的建模方法, 从而得到滚转通道控制模型, 并设计基于 H_∞ 回路整形的两自由度滚转通道控制器实现滚转角度控制. 半实物仿真实验结果表明, 通过对修正组件电气系统和机械系统分析建立滚转通道控制模型的方法可行, 设计的滚转通道控制器能够实现精确的滚转角控制.

关键词: 固定翼; 双旋弹; 滚转控制; 执行机构; 弹道修正

中图分类号: TJ765

文献标志码: A

文章编号: 1001-0645(2020)04-0386-10

DOI: 10.15918/j.tbit.1001-0645.2019.090

Roll Control of Course Correction Fuze for Dual-Spin Projectile with Fixed-Canards

ZHANG Xin, YAO Xiao-xian

(School of Aerospace Engineering, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China)

Abstract: In order to solve the input disturbance and model uncertainty problems of the roll channel of the course correction fuze (CCF) for dual-spin projectile with fixed-canards, a two-degree-of-freedom roll channel control method based on H_∞ loop shaping was proposed. Through the modeling of electrical and mechanical systems of the CCF, the calculation method of the electromagnetic control torque of the actuator was researched. Based on theoretical analysis and experimental test, the modeling method of the aerodynamic torque and the rolling damping torque of the CCF were studied, and then the roll channel control model was obtained. A two-degree-of-freedom roll channel controller based on H_∞ loop shaping was designed to control the roll angle of the CCF. Hardware-in-the-loop simulation experiments show that it is feasible to establish the roll channel control model by analyzing the electrical and mechanical systems of the CCF, and the designed roll channel controller can achieve accurate roll angle control.

Key words: fixed canard; dual-spin projectile; roll control; actuator; trajectory correction

现代战争对低成本、高精度和附带损伤小的制导弹药的需求, 促进了简易常规制导弹药的发展. 常规弹药简易制导化常用的方法是常规引信替换成修正引信^[1-2]. 鸭式布局双旋弹^[3]作为简易修正

弹药的一种, 其修正引信与弹体主体由轴承组连接, 分别绕弹体纵轴低速和高速旋转, 这样即为修正引信提供了合适的工作条件, 又保持了弹体的动态稳定性.

收稿日期: 2019-03-20

作者简介: 张鑫(1990—), 男, 博士生, E-mail: zhangxin@bit.edu.cn.

双旋式的布局为修正弹的动力学和执行机构的设计带来了新的问题. Costello 等^[4]研究了双旋弹的弹丸线性化理论,并讨论了双旋弹的稳定性问题. 法德联合 Saint-Louis 研究所^[5-7]对双旋弹的建模,稳定性和制导控制等问题进行了系统性研究. 许诺等^[8]根据固定翼双旋弹的动力学模型,分析了双旋弹的角运动特性和稳定性;许诺等^[9]又对双旋弹的非线性动力学进行了分叉特性分析,研究了系统参数对动力学分叉特性的影响. 程杰等^[10]对双旋弹的电磁执行机构工况进行了研究,对鸭舵和轴承进行了动力学建模,并利用弹道参数对电磁执行机构的设计工况进行了验证;对双旋弹滚转通道特性进行研究,建立双旋通道的动力学模型,通过瞬态数值计算和动态风洞试验对模型参数进行了逆向估计,并进行飞行试验对模型预测结果进行了验证^[11]. 殷婷婷等^[12]利用一种数值仿真和试验测试相结合的方法,由双旋执行机构阶跃响应下的时域特性建立电机电磁力矩的动态响应模型,通过飞行试验得到气动力矩和滚转阻力力矩的模型,进而建立了双旋弹修正组件滚转控制响应模型. 如上所述,虽然国内外对双旋弹滚转通道建模的研究有较大进展,但是对模型中关键的电磁控制力矩,多采用的是由试验结果逆向分析的方法进行研究,这样得到的结果不能从根本上反映出电磁力矩变化的特性,而对电磁控制力矩从电气原理上建模的难点,在于需要对执行机构同轴电机实际工况进行详细的电磁学分析. 目前来说,前人的研究工作对滚转通道执行机构电机的电气原理上的建模较少,对电机产生电磁控制力矩能力与弹体飞行参数的关系的研究更少,因而建立的滚转通道模型不能准确反映被控对象的实际状态,故设计的滚转通道控制器应用到实际的系统时可能会产生控制误差.

因此,本文针对固定翼双旋弹的特点,首先介绍了固定翼双旋弹修正组件滚转通道控制的原理;接着通过对修正组件所受力矩的分析,尤其是对发电机模式下的电机产生的电磁力矩的分析,建立了修正组件滚转通道的动力学模型;然后针对滚转通道的动力学模型存在的输入扰动和模型不确定性的特点,设计能够抑制输入扰动和对模型的不确定性具有足够的鲁棒性,又能理想地跟踪参考输入的两自由度 H_∞ 回路整形滚转通道控制器;最后通过半实物仿真实验,对设计的滚转通道控制器进行了实验验证.

1 固定翼双旋弹修正组件滚转控制原理

相比于常规鸭舵布局双旋弹,为了降低成本和简化结构,固定翼双旋弹采用了固定角度舵片. 如图 1 所示,双旋弹分为前体和后体两个部分,前体为带有两对固定鸭舵的低速旋转部分,也即修正组件部分,后体为弹体的主体部分. 舵片 1 和舵片 3 构成一对差动舵,可以为前体提供减旋力矩;舵片 2 和舵片 4 构成一对控制舵,用于产生控制力和控制力矩. 当不需要进行弹道修正时,前体在差动舵的作用下相对于后体反向低速自由旋转,对弹道修正的平均作用近似为 0;当需要对弹道进行修正时,前体在轴向电机的作用下按照修正指令对滚转角进行控制.

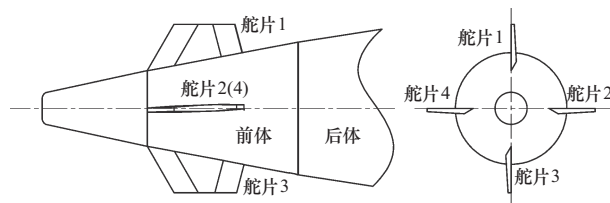


图 1 固定翼双旋弹修正机构示意图

Fig. 1 Schematic diagram of actuator of dual-spin projectile with fixed-canards

前体滚转角控制方案如图 2 所示. 弹上 GPS、惯性测量单元(IMU)和地磁传感器将弹丸的位置、速度、加速度和姿态信息等提供给弹载计算机,弹载计算机根据修正控制算法计算出弹道修正需要的前体滚转角指令,将其解算为指令序列发送给修正机构控制板. 用于测量前后体间相对角度的霍尔传感器也不断将角度反馈序列发送给修正机构控制板. 修正机构控制板中的嵌入式计算机根据指令序列和反馈序列,由前体滚转角控制策略得出滚转角控制需用的控制电磁力矩大小,并将该力矩大小解算为输出给 MOS 管控制 PWM 信号的占空比,来控制电机产生相应大小的电磁力矩实现滚转角控制. 电磁力矩的产生机理和过程如图 3 所示. 图中线圈绕组对应图 2 中的永磁同步电机, $D_1 \sim D_6$ 为二极管, R_L 为功率电阻, Q_1 为 MOS 管. 永磁同步电机工作在发电机状态,利用双旋弹前后体间极高相对转速产生电能. 三相整流桥将电机输出的三相交流电整流成直流电,当 PWM 信号为低电平时,直流通路截止,整个回路中没有电流产生,电机不产生电磁力矩;当 PWM 信号为高电平时,直流通路导通,回路

中有电流流通,电机将产生最大的制动电磁力矩. 所以通过调节 PWM 信号的占空比,能够使电机近似输出在零到最大的制动电磁力矩之间的任意电磁力矩,来实现前体滚转角控制.

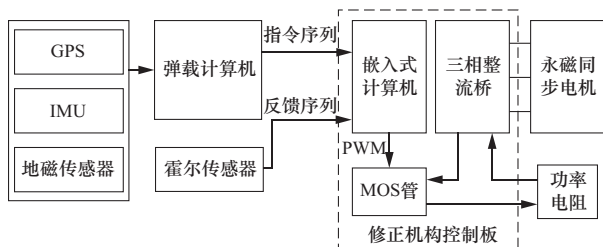


图 2 前体滚转角控制方案框图

Fig. 2 Block diagram of control scheme for the roll angle of the forward body

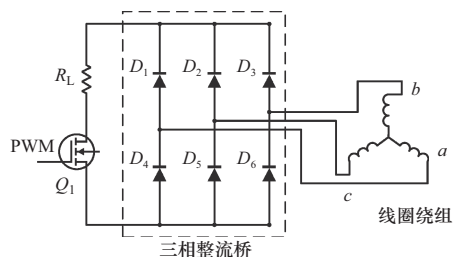


图 3 制动电路原理图

Fig. 3 Schematic diagram of the braking circuit

如前所述,前体滚转角控制通过对电磁力矩的控制实现. 前体滚转力矩示意图如图 4 所示. 前体受到的力矩有:控制电磁力矩 T_e ,由修正机构内电机产生;反向气动力矩 T_a ,由固定差动舵产生;因滚转产生的气动阻尼力矩 $b_1 p_F$,其中 p_F 为前体转速, b_1 为气动阻尼力矩系数;前体滚转阻尼力矩 T_f ,为前后体间的滚转阻尼力矩. 转速和各力矩正方向如图 4 所示,其中 ϕ_F 为定义的前体滚转角, y_{FP} 和 z_{FP} 为固定平面坐标系^[4]的坐标轴. 下面将通过双旋弹修正机构的动力学特性分析得到前体滚转通道的动力学模型.

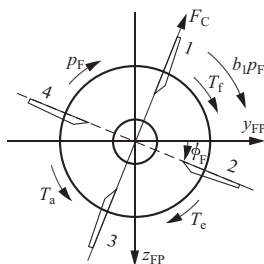


图 4 前体滚转力矩示意图(弹尾向头部方向)

Fig. 4 Schematic diagram of roll moments of the forward body (viewed from the rear)

2 修正组件滚转通道建模

2.1 修正组件力矩分析

修正组件滚转通道动力学建模的关键是对修正组件所受力矩的建模. 首先对最关键的电磁控制力矩建模. 电磁力矩产生的原理如图 3 所示,下面分析当 PWM 信号始终保持高电平时,最大制动电磁力矩的形式. 假设图 3 中的二极管 $D_1 \sim D_6$ 和 MOS 管 Q_1 均为理想器件,同时图中的整流桥为原理性的整流桥,没有加入实际工程中的各种滤波措施,但是对该原理性的整流桥进行分析可以反映电磁力矩产生的机理.

对于图 3 中的三相全波整流桥,当 Q_1 导通时,每一时刻只有一组二极管导通,电流由电机电位最高的一相流经二极管 $D_1 \sim D_6$ 中的一只后,流经负载电阻 R_L 和 MOS 管 Q_1 ,再经过 $D_4 \sim D_6$ 中的一只流到电位最低的一相. 假设某一时段 a 相电位最高, b 相电位最低,则 D_1 和 D_6 导通,此时段制动电路的等效电路图如图 5 所示. 其中 R 为电机每相绕组内阻, L_s 为同步电感, i_{ab} 为回路中电流,图中省略了理想二极管 D_1 和 D_6 .

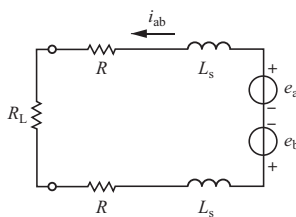


图 5 D_1 和 D_6 导通时制动电路等效电路图

Fig. 5 Equivalent braking circuit model when D_1 and D_6 conduct

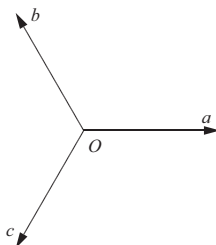


图 6 三相绕组坐标系示意图

Fig. 6 Schematic diagram of the three-phase winding coordinate system

在三相绕组坐标系中建立制动电路模型. 三相绕组坐标系如图 6 所示,分别以 a, b 和 c 三相绕组的磁轴为坐标系,以三根磁轴的交点为原点,每个坐标轴在空间相差 120° . 设永磁体磁链为 λ_r ,则永磁

体与三相绕组的匝链磁链 λ_{am} , λ_{bm} 和 λ_{cm} 为

$$\begin{cases} \lambda_{am} = \lambda_r \cos(\omega_{me} t - \theta_{e0}) \\ \lambda_{bm} = \lambda_r \cos\left(\omega_{me} t - \theta_{e0} + \frac{2}{3}\pi\right), \\ \lambda_{cm} = \lambda_r \cos\left(\omega_{me} t - \theta_{e0} - \frac{2}{3}\pi\right) \end{cases} \quad (1)$$

式中: $\omega_{me} = p\omega_r$ 为前体和后体间相对电角速度, p 为极对数, ω_r 为前后体间相对机械角速度; θ_{e0} 为永磁体磁轴相对 a 相绕组磁轴的初始电角位置. 根据电磁学理论^[13], a, b 和 c 三相绕组的感应电动势 e_a, e_b 和 e_c 为

$$\begin{cases} e_a = \frac{d\lambda_{am}}{dt} = -\lambda_r \omega_{me} \sin(\omega_{me} t - \theta_{e0}) \\ e_b = \frac{d\lambda_{bm}}{dt} = -\lambda_r \omega_{me} \sin\left(\omega_{me} t - \theta_{e0} + \frac{2}{3}\pi\right), \\ e_c = \frac{d\lambda_{cm}}{dt} = -\lambda_r \omega_{me} \sin\left(\omega_{me} t - \theta_{e0} - \frac{2}{3}\pi\right) \end{cases} \quad (2)$$

令 $e_{ab} = e_a - e_b$, 由三角函数和差化积公式, 可得

$$e_{ab} = \sqrt{3}\omega_{me}\lambda_r \cos\left(\omega_{me} t - \theta_{e0} + \frac{\pi}{3}\right). \quad (3)$$

对于图 5 所示时刻的 D_1 和 D_6 导通时段等效电路图, 有

$$2\left(i_{ab}R + L_s \frac{di_{ab}}{dt}\right) + i_{ab}R_L = e_{ab}, \quad (4)$$

设 i_{ab} 的稳态值为

$$i_{ab} = I_{ab} \sin\left(\omega_{me} t - \theta_{e0} + \frac{\pi}{3} + \theta\right). \quad (5)$$

将式(5)带入式(4), 消去 I_{ab} 和 θ 可得

$$\begin{aligned} i_{ab} &= \frac{\sqrt{3}\omega_{me}\lambda_r}{2\sqrt{\left(R + \frac{1}{2}R_L\right)^2 + (L_s\omega_{me})^2}} \times \\ &\sin\left(\omega_{me} t - \theta_{e0} + \frac{\pi}{3} + \varphi\right), \end{aligned} \quad (6)$$

其中

$$\varphi = \arccos \frac{L_s\omega_{me}}{\sqrt{\left(R + \frac{1}{2}R_L\right)^2 + (L_s\omega_{me})^2}}. \quad (7)$$

根据机电能量转换原理, 可以得到 D_1 和 D_6 导通时段的最大制动电磁力矩 T_e^{ab} 的表达式为

$$\begin{aligned} T_e^{ab} &= \frac{e_{ab}i_{ab}}{\omega_r} = \frac{3p\omega_{me}\lambda_r^2}{4\sqrt{\left(R + \frac{1}{2}R_L\right)^2 + (L_s\omega_{me})^2}} \times \\ &\left[\sin\left(2\omega_{me} t - 2\theta_{e0} + \frac{2\pi}{3} + \varphi\right) + \sin \varphi\right]. \end{aligned} \quad (8)$$

为研究最大制动电磁力矩的变化规律, 首先可

由式(2)分析三相整流桥中电路通路的导通顺序. 分析可得三相整流桥中二极管周期性导通, 每个周期可分为 6 个时段, 用 $x-y$ 的形式表示本时段电流从 x 相流向 y 相, 则三相整流桥的导通顺序可用图 7 表示.

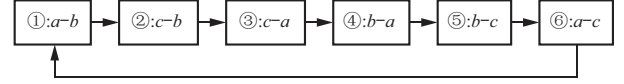


图 7 三相整流桥导通顺序示意图

Fig. 7 Schematic diagram of three-phase rectifier bridge conduction sequence

式(8)计算的是对应图 7 中时段①的最大制动电磁力矩, 采用相同的方法可以计算时段②至⑥对应的最大制动电磁力矩的形式. 计算结果表明, 最大制动电磁力矩周期性变化, 变化的周期即为每个时段的时长, 实际上通过观察到每个时段电压的变化规律完全相同也可得出相同的结论. 因此只要研究时段①对应的最大制动电磁力矩变化规律即可. 可取 $\theta_{e0} = \pi/2$, 这样时段①对应的时间即为 $t = 0 \sim T/6$, 其中 $T = 2\pi/\omega_{me}$ 为电周期. 在时间段 $t = 0 \sim T/6$ 内, T_e^{ab} 可取得的最大值和最小值, 也即所有时段最大制动电磁力矩的最大值和最小值如式(9)和式(10)所示.

$$T_e^{\max} = \frac{3p\omega_{me}\lambda_r^2}{4\sqrt{\left(R + \frac{1}{2}R_L\right)^2 + (L_s\omega_{me})^2}}(1 + \sin \varphi), \quad (9)$$

$$\begin{aligned} T_e^{\min} &= \frac{3p\omega_{me}\lambda_r^2}{4\sqrt{\left(R + \frac{1}{2}R_L\right)^2 + (L_s\omega_{me})^2}} \times \\ &\left[\sin\left(\varphi + \frac{\pi}{3}\right) + \sin \varphi\right]. \end{aligned} \quad (10)$$

取最大制动电磁力矩的平均值 T_e^{mean} 为最大值和最小值的平均

$$\begin{aligned} T_e^{\text{mean}} &= \frac{3p\omega_{me}\lambda_r^2}{4\sqrt{\left(R + \frac{1}{2}R_L\right)^2 + (L_s\omega_{me})^2}} \times \\ &\left[\frac{1}{2}\left(1 + \sin\left(\varphi + \frac{\pi}{3}\right)\right) + \sin \varphi\right]. \end{aligned} \quad (11)$$

一般来说, 均有 $L_s\omega_{me} \ll R + \frac{1}{2}R_L$, 因此若忽略式(11)中的 $L_s\omega_{me}$ 项, 则式(11)可简化为

$$T_e^{\text{mean}} \approx \frac{1.3125p\omega_{me}\lambda_r^2}{R + \frac{1}{2}R_L}. \quad (12)$$

因此,平均最大制动电磁力矩近似与前后体间相对转速 ω_r 成正比,与 $R + \frac{1}{2}R_L$ 成反比. 由上述分析结果可得,在发电机模式的制动电路中,电机提供的制动电磁力矩是波动的,波动的角频率为 $6\omega_{me}$,在得到电机的设计参数后,波动的最大值、最小值和平均值可分别由式(9)~(11)计算. 在后续的前体滚转通道控制中,当 PWM 信号的占空比为 $k_a(t)$ 时,认为电机输出的电磁控制力矩可由下式估计

$$T_e = k_a(t) T_e^{\text{mean}}, \quad (13)$$

式(13)中电磁控制力矩的估计忽略了电磁力矩波动,需要在前体滚转角控制策略设计中考虑到这一问题. 下面对修正组件其余力矩进行分析.

反向气动力矩 T_a 由差动舵产生,

$$T_a = \frac{1}{2} \rho S l v^2 C_{M\delta_x} \delta_x, \quad (14)$$

式中: ρ 为大气密度; S 为参考面积; l 为参考长度; v 为弹丸速度; δ_x 为差动舵平均斜置角; $C_{M\delta_x}$ 为差动舵产生的滚转力矩系数相对于固定舵面斜置角的导数,可通过 CFD 仿真或风洞试验求解.

计算气动滚转阻尼力矩所用参数 b_1 为

$$b_1 = \frac{1}{2} \rho S l^2 v C_{lp}^F. \quad (15)$$

其中 C_{lp}^F 为鸭舵滚转所产生的滚转阻尼力矩系数相对鸭舵滚转角速度 p_F 的导数,可通过气动工程方法 Datcom 求解.

前体滚转阻尼力矩 T_f 主要由前后体连接轴承组产生,分为粘性阻尼力矩和滚转摩擦力矩两部分,可表示为

$$T_f = c_v(p_A - p_F) + c_r |F_N| \text{sgn}(p_A - p_F), \quad (16)$$

式中: c_v 为粘性阻尼力矩系数; p_A 为前体转速; sgn 为符号函数; c_r 为滚转摩擦力矩系数; F_N 为作用在轴承上的法向力,可表示为

$$F_N \approx \frac{m_F}{m} X_A - \frac{m_A}{m} X_F, \quad (17)$$

式中: m_F 为前体质量; m_A 为后体质量; m 为弹体总质量; X_F 和 X_A 分别为双旋弹前体和后体上的合外力在固连平面坐标系下的投影. 粘性阻尼力矩系数和滚转摩擦力矩系数可通过实验方法进行估计.

至此完成对修正组件所受力矩的建模,下面推导修正组件滚转通道动力学模型.

2.2 修正组件滚转通道动力学模型

在双旋弹修正组件滚转通道内,修正组件的滚转姿态是由电磁控制力矩 T_e , 反向气动力矩 T_a , 气动阻尼力矩 $b_1 p_F$ 和滚转阻尼力矩 T_f 共同作用的结果. 定义前体滚转角如图 4 中所示,则修正组件滚转运动可表示为

$$\begin{cases} \dot{\phi}_F = p_F \\ I_x^F \dot{p}_F = T_e + T_f + b_1 p_F - T_a \end{cases}, \quad (18)$$

式中 I_x^F 为修正组件的轴向转动惯量. 当滚转通道控制器计算得到的滚转角控制需用力矩为 T 时,控制器内部需要使用 2.1 小节得到的反向气动力矩 T_a , 气动阻尼力矩 $b_1 p_F$ 和滚转阻尼力矩 T_f 的模型得到上述力矩的估计值,分别写作 T_a^e , T_f^e 和 $(b_1 p_F)^e$, 然后计算得到滚转角控制需要的电磁控制力矩为

$$T_e = T + T_a^e - T_f^e - (b_1 p_F)^e. \quad (19)$$

再根据 2.1 小节得到的电磁力矩的模型解算得到需要输出的 PWM 信号的占空比. 将式(19)代表的控制器内电磁控制力矩输出值估计模块写作 $T_e(T, T_f^e, T_a^e, (b_1 p_F)^e)$, 则由式(18), 得到修正组件滚转控制模型框图如图 8 所示.

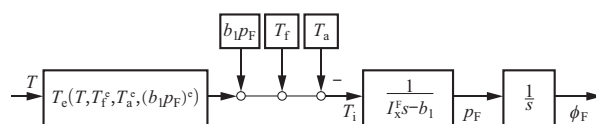


图 8 修正组件滚转控制模型框图

Fig. 8 Block diagram of the roll control model for the course correction fuse

电机输出需用的电磁力矩 T_e 后,前体实际受到的合力矩为图 8 中的 T_i , T 与 T_i 之间的误差反映了力矩 T_f^e , T_a^e 和 $(b_1 p_F)^e$ 的估计误差和电磁控制力矩 T_e 的波动及输出误差,这些误差可以统一用输入扰动表示. 对于滚转通道控制,忽略输入扰动后得到的被控对象模型可用传递函数 $G(s)$ 表示为

$$G(s) = \frac{1}{s(I_x^F s - b_1)}, \quad (20)$$

或令 $\mathbf{x} = [\phi_F \ p_F]^T$, 得到系统状态空间模型

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & \frac{b_1}{I_x^F} \end{bmatrix} \mathbf{x} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{I_x^F} \end{bmatrix} u, \\ \mathbf{y} &= [0 \ 1] \mathbf{x}. \end{aligned} \quad (21)$$

以上得到的理想被控对象模型虽然简单,但是

法来求解控制器 \mathbf{K} , 为简化计算本文使用 Matlab 提供的 Robust Control Toolbox 工具箱来求解该控制问题. 通常求得的控制器阶次较高, 需要对控制器进行合理降阶.

由于优化得到的控制器不能保证稳态增益匹配, 需要一个常矩阵 \mathbf{W}_i 对控制器 \mathbf{K}_i 进行尺度变换来使得 β 到输出 y 的闭环传递函数 \mathbf{T}_{scl} 与参考模型 \mathbf{T}_{ref} 稳态增益准确匹配. 常矩阵 \mathbf{W}_i 可以由下式得出

$$\mathbf{W}_i \triangleq \mathbf{T}_{\text{scl}}^{-1}(s) \mathbf{T}_{\text{ref}}(s) \Big|_{s=0}. \quad (30)$$

于是得到的稳态增益匹配的控制器为 $\mathbf{K} = [\mathbf{K}_1 \mathbf{W}_i \quad \mathbf{K}_2]$. 至此得到最终的两自由度 H_∞ 回路整形控制器如图 10 所示.

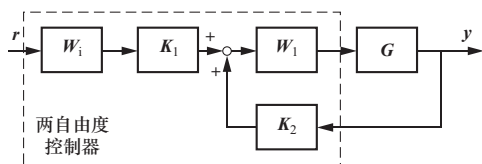


图 10 最终两自由度 H_∞ 回路整形控制器框图

Fig. 10 Block diagram of the final two-degree-of-freedom controller based on H_∞ loop shaping

为了作为对比参照, 引入了一种两自由度扰动

抑制经典回路整形滚转通道控制器, 其框图如图 11 所示. 其中, \mathbf{K}_y 为输入扰动抑制控制器, \mathbf{K}_r 为参考输入跟踪控制器. 该经典回路整形控制器通过对回路传递函数进行整形来设计, 只考虑了输入扰动抑制问题. 两种控制器的控制效果将在仿真实验部分作为对比参照给出.

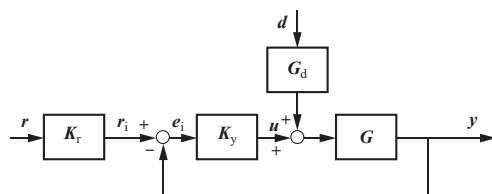


图 11 两自由度扰动抑制经典回路整形控制器框图

Fig. 11 Block diagram of the two-degree-of-freedom controller based on classical loop shaping

4 半实物仿真实验结果分析

为了验证滚转通道控制模型建立的准确性, 以及验证滚转通道控制器能否实现精确地修正组件滚转角控制, 设计基于地面半实物仿真平台的仿真实验. 实验基于北京理工大学伺服技术研究所设计的高速转台测试系统, 转台如图 12 所示.

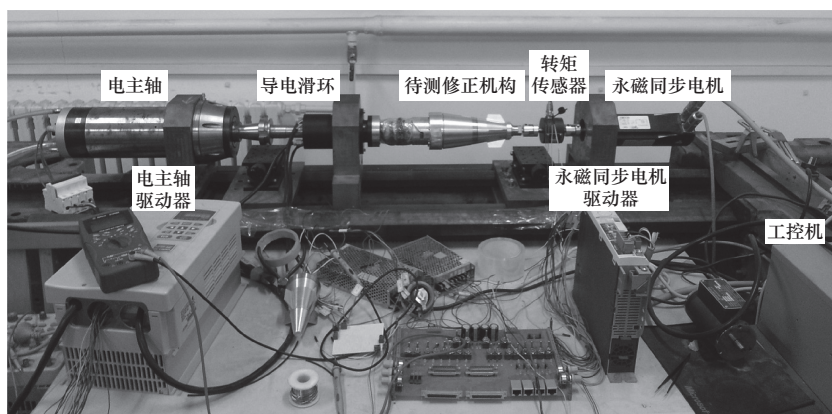


图 12 高速转台测试系统

Fig. 12 High-speed rotating platform test system

高速转台测试系统主要由高速电主轴及驱动器、导电滑环、永磁同步电机及驱动器、转矩传感器、工控机、测试台架以及相应的配套设施等组成. 待测修正组件在高速电主轴的驱动下高速旋转, 模拟弹体后体的高速滚转运动; 转矩传感器可测量修正组件前后体间的力矩, 在进行修正组件滚转通道控制实验时将转矩传感器拆除, 将修正组件前体直接与永磁同步电机通过联轴器连接; 工控机中运动卡

产生运动指令给永磁同步电机驱动器, 永磁同步电机在驱动器驱动下使前体模拟气动力矩下的运动.

使用高速转台测试系统得到的滚转阻尼力矩 T_l 和最大制动电磁力矩的平均值 T_e^{mean} 对应前后体间不同相对转速下测量结果如表 1 所示, 做为对比, 表中也给出了采用第 2 节建模方法得到的 T_e^{mean} 的理论计算结果, T_e^{mean} 的理论计算结果与转台测试结果相符.

表 1 力矩测量和计算结果

Tab. 1 Measurement and calculation results of torque

转速/(r·s ⁻¹)	T_i 测量值/ (N·m)	T_e^{mean} /(N·m)	
		测量值	计算值
50	0.025 6	0.072 0	0.082
100	0.026 9	0.108 8	0.113
150	0.028 7	0.165 0	0.163
200	0.031 0	0.205 5	0.211
250	0.033 5	0.276 6	0.281

经过转换计算,得到半实物仿真转台实验条件下理想的被控对象模型为

$$G(s) = \frac{7\,692.3}{s(0.946\,2s+1)}, \quad (31)$$

针对被控对象模型,由第 3 节给出的控制器设计方法得到的经典回路整形控制器结果如式(32)所示,得到的降阶后的两自由度 H_∞ 回路整形滚转通道控制器结果如式(33)所示。

$$K_y(s) = \frac{0.05(0.1s+1)}{0.01s+1}, K_r(s) = \frac{0.028\,4s+1}{0.085s+1}, \quad (32)$$

$$W_1(s) = \frac{0.05(0.1s+1)}{0.01s+1}, W_i = 2.384\,8.$$

$$K_1(s) = \frac{0.301\,52(0.0109\,8s+1)(0.023\,07s+1)}{(7.34 \times 10^{-5}s+1)(0.005\,343s+1)(0.088\,9s+1)},$$

$$K_2(s) = \frac{-0.719\,44(0.009\,645s+1)(0.132\,3s+1)}{(7.319 \times 10^{-5}s+1)(0.005\,396s+1)(0.1006s+1)}. \quad (33)$$

将设计好的两自由度 H_∞ 回路整形滚转通道控制器转化为可执行的计算机程序,写入修正组件内部的控制计算机中。为对比控制效果,将经典回路整形控制器也转化为可执行计算机程序。下面进行半实物仿真分别检验两种控制器的控制效果。

由修正组件工作的特性,前体的滚转角只需能够跟随阶跃指令即可。因此设计了两个半实物仿真实验,实验 1 的前体滚转角指令固定,实验 2 前体滚转角指令每隔一定时间变化 90° ,以便观察阶跃响应。

实验 1 中,实验装置准备完毕后,设定电主轴转速为 150 r/s 后启动电主轴,电主轴转速稳定后,工控机中运动卡给出指令使前体模拟气动力矩下的运动。然后修正组件滚转通道控制板开始上电工作,控制前体稳定到指定角度,维持约 8 s 后,逐步关闭各系统,完成一次实验过程。整个实验过程的信号由导电滑环传输给工控机并记录。将实际滚转角减

去指令角度后,得到的两自由度 H_∞ 回路整形滚转通道控制器下的滚转角度误差曲线如图 13 所示,经典回路整形控制器下的滚转角度误差曲线如图 14 所示。

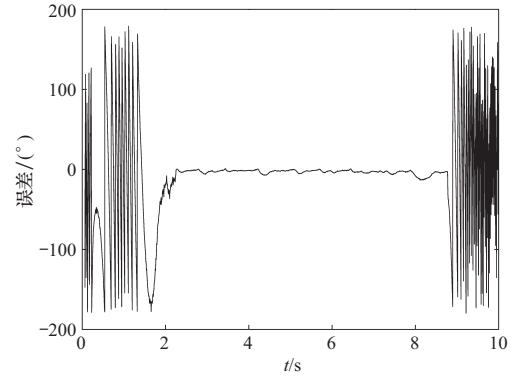
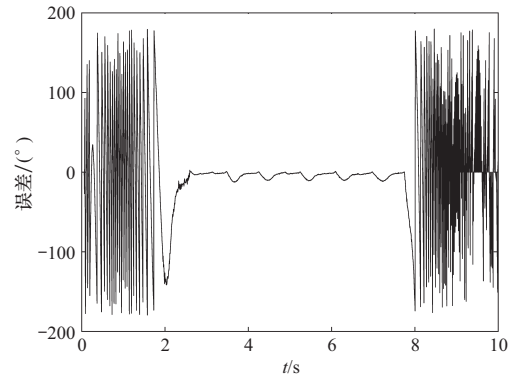
图 13 H_∞ 回路整形控制器固定滚转角指令下误差Fig. 13 Control error of the H_∞ loop shaping controller with constant roll angle instruction

图 14 经典回路整形控制器固定滚转角指令下误差

Fig. 14 Control error of the classical loop shaping controller with constant roll angle instruction

在修正组件滚转通道控制板上电工作前,由于前体的成周旋转,两个控制器对应的滚转角度误差曲线在 -180° 和 180° 间近似周期变化;控制板上电工作后,滚转角度误差迅速向 0° 靠近。由图 13 和图 14 对比两种控制器的控制误差曲线可见,固定角度指令下,在进入稳态后,两个控制器控制误差均在 5° 以内,满足性能要求,但是 H_∞ 控制器的控制效果更好,误差曲线波动更小。

实验 1 进行完毕后,开始进行实验 2。实验 2 中,滚转角指令每保持 3.5 s 后,变化 90° 。每次实验共约进行 20 s,对应两个控制器的实验进行完毕后,处理工控机记录实验数据,将实际滚转角减去指令角度后,得到的两个控制器滚转角度误差曲线分别如图 15 和图 16 所示。

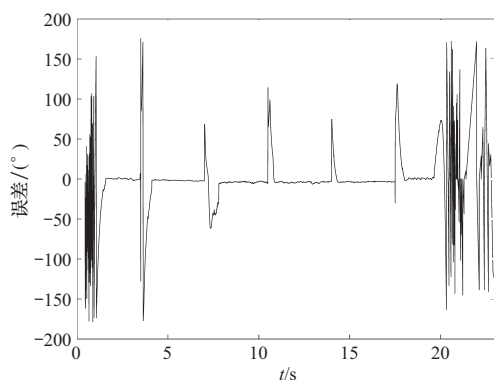
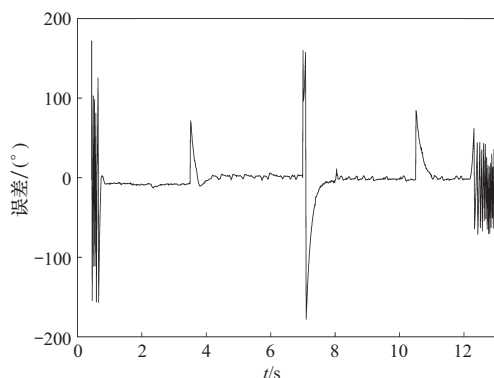
图15 H_{∞} 回路整形控制器变滚转角指令下误差Fig. 15 Control error of the H_{∞} loop shaping controller with variable roll angle instruction

图16 经典回路整形控制器变滚转角指令下误差

Fig. 16 Control error of the classical loop shaping controller with variable roll angle instruction

由图15和图16所示,在每次指令角度变化 90° 的瞬间,控制的角误差有瞬间波动,理论上该误差波动应接近 90° ,由图可见实际情况下,在指令角度变化时刻,控制的角误差变化略复杂,前体在切换指令的时刻可能出现抖动,这是在控制器工程实现中难以避免。对于每个指令角度,两个控制器均能够使角度误差迅速减小,进入稳态后控制误差在 5° 以内,但是由图可见,在变滚转角指令下, H_{∞} 控制器的控制效果更好,误差曲线波动更小。因此,本文设计的两自由度 H_{∞} 回路整形控制器在固定滚转角指令和变滚转角指令下,均体现出了在扰动抑制和对模型不确定性的鲁棒性方面的优越性。

5 结 论

设计一种基于 H_{∞} 回路整形的两自由度滚转通道控制方法,通过半实物仿真实验验证控制方法的可行性和控制效果,有如下结论:

①以修正组件滚转通道电气系统和机械系统建

模为中心,计算修正机构电磁控制力矩,并利用理论分析及实验测试,对修正组件气动力矩和滚转阻尼力矩建模,从而得到了修正组件滚转通道控制模型。该动力学模型反映出了滚转通道存在的输入扰动和模型不确定性的特点。半实物仿真实验验证了该建模方法可行。

②针对修正组件滚转通道动力学模型存在的输入扰动和模型不确定性的特点,设计了能够抑制输入扰动和对模型的不确定性具有足够的鲁棒性,又能理想的跟踪参考输入的两自由度 H_{∞} 回路整形滚转通道控制器,通过半实物仿真实验验证了该控制方法的可行性和精度,并与经典回路整形控制器对比,半实物仿真实验结果表明了本文设计的 H_{∞} 回路整形控制器控制效果更优。

参考文献:

- [1] Regan F J, Smith J. Aeroballistics of a terminally corrected spinning projectile(TCSP)[J]. Journal of Spacecraft and Rockets, 1975, 12(12): 733-738.
- [2] Hamel N, Gagnon E. CFD and parametric study on a 155 mm artillery shell equipped with a roll-decoupled course correction fuze[C]// Proceedings of the 29th AIAA Applied Aerodynamics Conference. Reston, VA: AIAA, 2011: 1-10.
- [3] 曹红锦. 美国精确制导组件技术发展现状分析[J]. 四川兵工学报, 2015, 36(9): 22-25.
Cao Hongjin. Analysis of the development status of American precision guidance kit technology[J]. Journal of Sichuan Ordnance, 2015, 36(9): 22-25. (in Chinese)
- [4] Costello M, Peterson A. Linear theory of a dual-spin projectile in atmospheric flight[J]. Journal of Guidance, Control and Dynamics, 2000, 23(5): 789-797.
- [5] Seve F, Theodoulis S, Wernert P, et al. Flight dynamics modeling of dual-spin guided projectiles [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2017, 53(4): 1625-1641.
- [6] Wernert P. Stability analysis for canard guided dual-spin stabilized projectiles [C]// AIAA Atmospheric Flight Mechanics Conference and Exhibit. Reston, VA: AIAA, 2009: 1-24.
- [7] Theodoulis S, Gassmann V, Wernert P. Guidance and control design for a class of spin-stabilized fin-controlled projectiles[J]. Journal of Guidance, Control and Dynamics, 2013, 36(2): 517-531.
- [8] 许诺, 于剑桥, 王亚飞, 等. 固定翼双旋弹动力学特性分析[J]. 兵工学报, 2015, 36(4): 602-609.
Xu Nuo, Yu Jianqiao, Wang Yafei, et al. Analysis of dynamic characteristics of fixed-wing dual-spin projectiles

- [J]. Acta Armamentarii, 2015, 36(4): 602 - 609. (in Chinese)
- [9] 许诺, 于剑桥, 王亚飞. 固定翼双旋弹动力学分岔特性分析[J]. 航空学报, 2015, 36(12): 3798 - 3808.
Xu Nuo, Yu Jianqiao, Wang Yafei. Dynamic bifurcation characteristics analysis on fixed-canard dual-spin projectiles[J]. Acta Aeronautica, 2015, 36(12): 3798 - 3808. (in Chinese)
- [10] 程杰, 于纪言, 王晓鸣, 等. 隔转鸭舵式弹道修正弹电磁执行机构工况研究[J]. 兵工学报, 2014, 35(12): 2010 - 2015.
Cheng Jie, Yu Jiyan, Wang Xiaoming, et al. Research on working condition of electromagnetic actuator of trajectory correction projectile with decoupled canards[J]. Acta Armamentarii, 2014, 35(12): 2010 - 2015. (in Chinese)
- [11] 程杰, 王晓鸣, 于纪言, 等. 隔转鸭舵式弹道修正弹双旋通道参数辨识[J]. 兵工学报, 2016, 37(10): 1812 - 1819.
Cheng Jie, Wang Xiaoming, Yu Jiyan, et al. Parameter estimation of axial dual-spin system in a trajectory correction projectile with decoupled canards [J]. Acta Armamentarii, 2016, 37(10): 1812 - 1819. (in Chinese)
- [12] 殷婷婷, 贾方秀, 于纪言, 等. 双旋弹丸弹道修正组件控制响应模型研究[J]. 北京理工大学学报, 2018, 38(2): 183 - 189.
Yin Tingting, Jia Fangxiu, Yu Jiyan, et al. Roll control response model of the dual-spin trajectory correction component [J]. Transactions of Beijing Institute of Technology, 2018, 38(2): 183 - 189. (in Chinese)
- [13] 菲茨杰拉德, 金斯利, 乌曼. 电机学[M]. 刘新正, 苏少平, 高琳, 等, 译. 北京: 电子工业出版社, 2004.
Fitzgerald A E, Kingsley C, Umans S D. Optical aspheric surface testing[M]. Liu Xinzheng Su Shaoping, Gao Lin, et al, transl. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2004. (in Chinese)
- [14] Hyde R A, The application of robust control to vstol aircraft[D]. Cambridge: University of Cambridge, 1991.
- [15] Limebeer D J, Kasenally E M, Perkins J. On the design of robust two degree of freedom controllers[J]. Automatica, 1993, 29(1): 157 - 168.

(责任编辑: 刘雨)

(上接第 385 页)

表 5 比较结果汇总
Tab. 5 Compare Results

检测工具	误报/ %	未发现程序中的 缺陷/%	超时/ %	错误/ %
KLEE	0	17.8	7.1	10.7
ABAZER-SE	13.3	3.3	0	6.7

从结果可看出, 与 KLEE 相比, ABAZER-SE 没有超时, 且具有较低的漏报、误率. 其中 benchmark 中的 16、25、51 存在误报, 主要是由于其将被测代码中所有可能不安全的位置报告为缺陷.

4 结 论

静态符号执行技术是近年的研究热点, 可用于软件自动化测试^[1], 漏洞检测^[1,5,6]和路径分析^[7-8], 与这些研究类似, 本文研发的工具 ABAZER-SE 也采用了静态分析与符号执行相结合的方法, 但主要区别在于, ABAZER-SE 构建在 GCC AST 上, AST 与 CIR 相比含有更多的源代码信息. 而且, 在实现过程中也提出了利用特定的结构来处理不确定的地址等方案来解决静态符号执行中面临的一些挑战. 本文设计实现的缺陷检测工具 ABAZER-SE 基于静态符号执行, 通过去除不可达路径来提升缺陷检测的准确性, 实验结果证明了该方法的有效性. 未来工作包括增加对其他运算符的解析, 增加对更多缺陷类型的检测等.

参考文献:

- [1] Cadar C, Dunbar D, Engler D R. KLEE: unassisted and automatic generation of high-coverage tests for complex systems programs[C]//OSDI. 2008, 8: 209 - 224.
- [2] Luo Yuxiang. Static code analysis and defense for bugs in software [D]. Beijing: Chinese Academy of Sciences, Institute of Software, 2007.
- [3] Brian W, Kernighan D R, C Programming Language [M]. 2nd ed. [S. l.]: Prentice Hall, 1988.
- [4] De Moura L, Bjørner N. Z3: An efficient SMT solver[C]//International conference on Tools and Algorithms for the Construction and Analysis of Systems. Berlin Heidelberg: Springer, 2008: 337 - 340.
- [5] Toyota ITC. Static analysis benchmark[OL]. <https://github.com/regehr/itc-benchmarks>. 2017.
- [6] Zhang Y, Clie Z, Wang J, et al. Regular property guided dynamic symbolic execution [C]//Proceedings of the 37th International Conference on Software Engineering-Volume 1. [S. l.]: IEEE Press, 2015: 643 - 653.
- [7] Cui H, Hu G, Wu J, et al. Verifying systems rules using rule directed symbolic execution[J]. ACM SIGARCH Computer Architecture News, 2013, 41(1): 329 - 342.
- [8] Ramos D A, Engler D R. Practical, low effort equivalence verification of real code[C]//Proceedings of the 23rd International Conference on Computer Aided Verification. [S. l.]: CAV, 2011: 669 - 685.

(责任编辑: 刘雨)