



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 102508503 A

(43) 申请公布日 2012.06.20

(21) 申请号 201110339618.7

(22) 申请日 2011.11.01

(71) 申请人 北京航空航天大学
地址 100191 北京市海淀区学院路 37 号

(72) 发明人 钟麦英 李树胜 房建成 赵岩

(74) 专利代理机构 北京科迪生专利代理有限责
任公司 11251

代理人 成金玉

(51) Int. Cl.

G05D 13/62(2006.01)

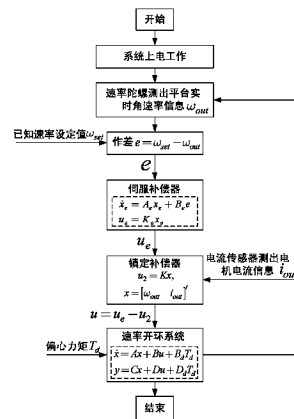
权利要求书 2 页 说明书 6 页 附图 4 页

(54) 发明名称

一种基于广义内模的三轴惯性稳定平台偏心力矩补偿方法

(57) 摘要

一种基于广义内模的三轴惯性稳定平台偏心力矩补偿方法。该方法通过建立三轴惯性稳定平台控制系统状态空间方程,根据速率陀螺实时测量出的平台角速率信息和电流传感器实时测量出的电流信息,将参考输入和偏心力矩的共同不稳定模型植入系统内部,通过广义内模控制算法达到无静差跟踪控制的目的,内模控制器包括伺服补偿器和镇定补偿器。该发明提高了扰动抑制能力,实现了无静差跟踪,具有较强的鲁棒性能。



1. 一种基于广义内模的三轴惯性稳定平台偏心力矩补偿方法,其特征在于实现步骤如下:

(1) 采用安装在三轴惯性稳定平台框架轴上的速率陀螺测量出三轴惯性稳定平台的角速率信息 ω_{out} ,所述角速率信息包含了电机控制力矩和偏心力矩同时作用下三轴惯性稳定平台的角速率信息;

(2) 将步骤(1)中得到的角速率信息 ω_{out} 与角速率设定值 ω_{set} 作差,得到角速率误差 $e = \omega_{set} - \omega_{out}$;

(3) 将步骤(2)中得到的角速率误差 e 带入到伺服补偿器中去,得到伺服补偿器控制量 u_e ,伺服补偿器的状态空间方程为 $\dot{x}_e = A_e x_e + B_e e$,控制量 $u_e = K_e x_e$,其中 A_e 为伺服补偿器系统矩阵, B_e 为伺服补偿器控制输入矩阵, K_e 为伺服补偿器状态反馈矩阵, x_e 为伺服补偿器状态变量, u_e 为伺服补偿器控制量;

(4) 采用串联在电机回路中的电流传感器测量出安装在三轴惯性稳定平台框架上的力矩电机的电流信息 i_{out} ,同时结合步骤(1)中得到的角速率信息 ω_{out} 带入到镇定补偿器中去,得到镇定补偿器控制量 $u_2 = Kx$, $x = [\omega_{out} \ i_{out}]'$,其中 K 为镇定补偿器状态反馈矩阵, u_2 为镇定补偿器控制量;

(5) 将步骤(3)中得到的伺服补偿器控制量 u_e 与步骤(5)中得到的镇定补偿器控制量 u_2 作差,得到广义内模控制算法控制量 $u = u_e - u_2$;

(6) 将步骤(5)中得到的广义内模控制算法控制量 u 带入到在参考输入 r 和偏心力矩 T_d 作用下的原速率开环系统中去,实现偏心力矩的补偿,最终实现系统的无静差跟踪。

2. 根据权利要求1所述的基于广义内模的三轴惯性稳定平台偏心力矩补偿方法,其特征在于:所述步骤(3)中的伺服补偿器系统矩阵 A_e 、伺服补偿器控制输入矩阵 B_e 、伺服补偿器状态反馈矩阵 K_e 和镇定补偿器的状态反馈矩阵 K 具体得到步骤如下:

(31) 首先确定参考输入 ω_{set} 和偏心力矩 T_d 模型的共同不稳定模型,得到参考输入 ω_{set} 和偏心力矩 T_d 两个不稳定模型的最小公倍式: $\phi(s) = s^l + \alpha_{l-1}s^{l-1} + \dots + \alpha_1 s + \alpha_0$,参考输入 ω_{set} 和偏心力矩 T_d 模型已知,则系数 $\alpha_0 \sim \alpha_{l-1}$ 均为已知量; l 为 $\phi(s)$ 的最高次项, s 为频域符号, $\alpha_0 \sim \alpha_{l-1}$ 为 $\phi(s)$ 的各次项系数;

(32) 由 $\phi(s)$ 的系数 $\alpha_0 \sim \alpha_{l-1}$ 确定出分块系数矩阵 $\Gamma_{l \times l}$ 和 $\beta_{l \times 1}$,

$$\Gamma_{l \times l} = \begin{bmatrix} 0 & & & \\ 0 & I_{l-1} & & \\ \vdots & & \ddots & \\ \alpha_0 & \alpha_1 & \dots & \alpha_{l-1} \end{bmatrix}, \beta_{l \times 1} = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix};$$

其中, l 为 $\phi(s)$ 的最高次项, $\alpha_0 \sim \alpha_{l-1}$ 为 $\phi(s)$ 的各次项系数, I_{l-1} 为 $l-1$ 阶单位阵;

(33) 由步骤(32)得到的分块系数矩阵 $\Gamma_{l \times l}$ 和 $\beta_{l \times 1}$,得到伺服补偿器状态空间方程的系数矩阵 A_e 和控制输入矩阵 B_e ,其中, $A_e = \begin{bmatrix} \Gamma_{l \times l} & & \\ & \ddots & \\ & & \Gamma_{l \times l} \end{bmatrix}, B_e = \begin{bmatrix} \beta_{l \times 1} & & \\ & \ddots & \\ & & \beta_{l \times 1} \end{bmatrix}$,这样就得到伺服补偿器的状态空间方程 $\dot{x}_e = A_e x_e + B_e e$;

伺服补偿器状态反馈矩阵 K_e 和镇定补偿器的状态反馈矩阵 K ;

(34) 将步骤 (33) 得到的伺服补偿器状态空间方程与原速率开环系统状态空间方程进行组合, 得到最终串联系统的状态空间方程:

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{x}_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & 0 \\ -B_e C & A_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ x_e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ -B_e D \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} B_d \\ -B_e D_d \end{bmatrix} T_d + \begin{bmatrix} 0 \\ B_e \end{bmatrix} r, \text{各系数的定义前面已经给出};$$

(35) 对步骤 (34) 中得到的串联系统状态空间方程采用经典极点配置 $u = K_T x_T$ 方法进行极点配置, 求出状态反馈矩阵 K^T , 其中, $x_T = \begin{bmatrix} x \\ x_e \end{bmatrix}'$;

(36) 将步骤 (35) 中得到的状态反馈矩阵 K_T 进行分解, 令 $K_T = [-K \ K_e]$, 得到伺服补偿器的状态反馈矩阵 K_e 和镇定补偿器的状态反馈矩阵 K 。

一种基于广义内模的三轴惯性稳定平台偏心力矩补偿方法

技术领域

[0001] 本发明涉及一种基于广义内模的三轴惯性稳定平台偏心力矩补偿方法,属于高分辨率航空对地观测系统领域,可用于稳定精度要求高的三轴惯性稳定平台无静差跟踪控制,特别适合于轻小型高分辨率航空遥感三轴惯性稳定平台。

背景技术

[0002] 惯性稳定平台是实现高分辨率对地观测的必要设备,它可以有效隔离飞行平台的扰动及非理想姿态运动,使观测载荷视轴指向和航向始终保持惯性空间稳定。目前,国外代表性产品为瑞士 Leica 公司的 PAV30 和 PAV80,而国内相关研究刚刚起步,无成熟产品。

[0003] 理想情况下不受干扰力矩的影响,稳定平台始终保持惯性空间稳定,但是由于实际加工误差、配重不均等因素,平台的质心和框架轴心不同心,存在一定的偏心距,所以在重力加速度和运动干扰加速度的作用下,平台的运动会受到偏心力矩的影响,从而影响其稳定精度等性能指标;质量、偏心距和运动干扰加速度越大,偏心力矩越大,稳定精度越差,所以必须采取措施抑制偏心力矩的作用。对于惯性稳定平台偏心力矩的补偿方法,目前已经申请了一篇专利“一种航空遥感惯性稳定平台不平衡力矩估计与补偿方法”(申请号 200910241242.9),该方法通过安装在平台上的 MEMS 加速度计测量出天向加速度和运动干扰加速度,采用低通滤波法对电流信息进行滤波,将偏心力矩估计出来,并采用前馈方法进行补偿,在一定程度上可以抑制偏心力矩的作用,但是存在以下三方面的不足:第一、对于三轴惯性稳定平台而言,采用此方法需要在各个框架分别安装三个 MEMS 加速度计,平台体积质量都相应加大,不利于其轻小型结构设计;第二、MEMS 加速度计的零偏稳定性和重复性都较差,测量值含有较大噪声,在前馈补偿时引入未知的扰动因素;第三、对于平台实时控制系统而言,Butterworth 低通滤波器较难实现,同时低通滤波性会影响扰动抑制能力。所以,综上所述,该方法物理上较难实现,这直接限制了在实际工作中的应用能力。

发明内容

[0004] 本发明的技术解决问题是:克服现有技术通过增加测量元件来实现偏心力矩的估计和补偿的缺陷,提供一种可以在原有系统组件的基础上通过设计控制器来补偿偏心力矩的方法,不增加体积质量,而且简单、可靠。

[0005] 本发明的技术方案为:一种基于广义内模的三轴惯性稳定平台偏心力矩补偿方法,实现步骤如下:

[0006] (1) 采用安装在三轴惯性稳定平台框架轴上的速率陀螺测量出三轴惯性稳定平台的角速率信息 ω_{out} ,所述角速率信息包含了电机控制力矩和偏心力矩同时作用下三轴惯性稳定平台的角速率信息;

[0007] (2) 将步骤 (1) 中得到的角速率信息 ω_{out} 与角速率设定值 ω_{set} 作差,得到角速率误差 $e = \omega_{set} - \omega_{out}$;

[0008] (3) 将步骤 (2) 中得到的角速率误差 e 带入到伺服补偿器中去,得到伺服补偿器控

制量 u_e , 伺服补偿器的状态空间方程为 $\dot{x}_e = A_e x_e + B_e e$, 控制量 $u_e = K_e x_e$, 其中 A_e 为伺服补偿器系统矩阵, B_e 为伺服补偿器控制输入矩阵, K_e 为伺服补偿器状态反馈矩阵, x_e 为伺服补偿器状态变量, u_e 为伺服补偿器控制量;

[0009] (4) 采用串联在电机回路中的电流传感器测量出安装在三轴惯性稳定平台框架上的力矩电机的电流信息 i_{out} , 同时结合步骤 (1) 中得到的角速率信息 ω_{out} 带入到镇定补偿器中去, 得到镇定补偿器控制量 $u_2 = Kx$, $x = [\omega_{out} \ i_{out}]'$, 其中 K 为镇定补偿器状态反馈矩阵, u_2 为镇定补偿器控制量;

[0010] (5) 将步骤 (3) 中得到的伺服补偿器控制量 u_e 与步骤 (5) 中得到的镇定补偿器控制量 u_2 作差, 得到广义内模控制算法控制量 $u = u_e - u_2$;

[0011] (6) 将步骤 (5) 中得到的广义内模控制算法控制量 u 带入到在参考输入 r 和偏心力矩 T_d 作用下的原速率开环系统 (如附图 1 中的原速率开环系统) 中去, 实现偏心力矩的补偿, 最终实现系统的无静差跟踪。

[0012] 原速率开环系统即三轴惯性稳定平台速率开环系统, 它的输入为广义内模控制量

u , 输出为角速率 ω_{out} , 设原速率开环系统的状态空间方程为
$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu + B_d T_d \\ y = Cx + Du + D_d T_d \end{cases};$$
 其中, x

为原速率开环系统的状态变量, $x = [\omega_{out} \ i_{out}]'$; A 为原速率开环系统的系统矩阵; B 为原速率开环系统的控制输入矩阵; B_d 原速率开环系统的偏心力矩输入矩阵; T_d 为偏心力矩; y 为原速率开环系统的输出变量, $y = \omega_{out}$; C 为原速率开环系统的输出矩阵; D 为原速率开环系统的传输矩阵; D_d 为原速率开环系统的偏心力矩输出矩阵; u 为控制输入;

[0013] 所述步骤 (3) 中的伺服补偿器系统矩阵 A_e 、伺服补偿器控制输入矩阵 B_e 、伺服补偿器状态反馈矩阵 K_e 和镇定补偿器的状态反馈矩阵 K 具体得到步骤如下:

[0014] (31) 首先确定参考输入 ω_{set} 和偏心力矩 T_d 模型的共同不稳定模型, 得到参考输入 ω_{set} 和偏心力矩 T_d 两个不稳定模型的最小公倍式: $\Phi(s) = s^l + \alpha_{l-1}s^{l-1} + \dots + \alpha_1 s + \alpha_0$, 参考输入 ω_{set} 和偏心力矩 T_d 模型已知, 则系数 $\alpha_0 \sim \alpha_{l-1}$ 均为已知量; l 为 $\Phi(s)$ 的最高次项, s 为频域符号, $\alpha_0 \sim \alpha_{l-1}$ 为 $\Phi(s)$ 的各次项系数。

[0015] (32) 由 $\Phi(s)$ 的系数 $\alpha_0 \sim \alpha_{l-1}$ 确定出分块系数矩阵 Γ_{l*1} 和 β_{1*1} ,

$$\Gamma_{l*1} = \begin{bmatrix} 0 & & & & \\ 0 & & I_{l-1} & & \\ \vdots & & & & \\ \alpha_0 & \alpha_1 & \cdots & \alpha_{l-1} & \end{bmatrix}, \beta_{1*1} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix};$$

其中, l 为 $\Phi(s)$ 的最高次项, $\alpha_0 \sim \alpha_{l-1}$ 为 $\Phi(s)$ 的

各次项系数, I_{l-1} 为 $l-1$ 阶单位阵;

[0016] (33) 由步骤 (32) 得到的分块系数矩阵 Γ_{l*1} 和 β_{1*1} , 得到伺服补偿器状态空间方

程的系数矩阵 A_e 和控制输入矩阵 B_e , 其中, $A_e = \begin{bmatrix} \Gamma_{l*1} & & \\ & \ddots & \\ & & \Gamma_{l*1} \end{bmatrix}, B_e = \begin{bmatrix} \beta_{1*1} & & \\ & \ddots & \\ & & \beta_{1*1} \end{bmatrix}$, 这样就

得到伺服补偿器的状态空间方程 $\dot{x}_e = A_e x_e + B_e e$;

[0017] 伺服补偿器状态反馈矩阵 K_e 和镇定补偿器的状态反馈矩阵 K ;

[0018] (34) 将步骤 (33) 得到的伺服补偿器状态空间方程与原速率开环系统状态空间方程进行组合, 得到最终串联系统的状态空间方程:

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{x}_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & 0 \\ -B_e C & A_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ x_e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ -B_e D \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} B_d \\ -B_e D_d \end{bmatrix} T_d + \begin{bmatrix} 0 \\ B_e \end{bmatrix} r, \text{各系数的定义前面已经给出；}$$

[0019] (35) 对步骤 (34) 中得到的串联系统状态空间方程采用经典极点配置 $u = K_T x_T$ 方法进行极点配置, 求出状态反馈矩阵 K_T , 其中, $x_T = \begin{bmatrix} x \\ x_e \end{bmatrix}'$;

[0020] (36) 将步骤 (35) 中得到的状态反馈矩阵 K_T 进行分解, 令 $K_T = [-K \ K_e]$, 得到伺服补偿器的状态反馈矩阵 K_e 和镇定补偿器的状态反馈矩阵 K 。

[0021] 本发明的工作原理: 三轴惯性稳定平台始终保持惯性空间稳定, 在静态情况下, 平台存在常值偏心力矩 $T_{dc} = mgl$ 的影响, 平台控制系统通过闭环反馈的作用, 控制力矩电机输出与 T_{dc} 大小相等、方向相反的力矩保持平台惯性空间稳定; 在动态情况下, 平台框架存在运动干扰加速度, 则偏心力矩公式为:

$$[0022] \quad T_d = m(g+a)l \quad (1)$$

[0023] 式中, m 为框架质量, g 为重力加速度, a 为运动干扰加速度, l 为偏心距。

[0024] 在实际飞行过程中, 飞机最典型的扰动形式为正弦扰动, 这里将飞机的干扰运动加速度 a 视为频率为 1HZ 的正弦量, 其频率结构特性为:

$$[0025] \quad \phi_{T_d}(s) = s^2 + 4\pi^2 \quad (2)$$

[0026] 阶跃参考输入的频率结构特性为:

$$[0027] \quad \phi_r(s) = s \quad (3)$$

[0028] 由公式②、③可得参考输入和偏心力矩的共同不稳定模型为:

$$[0029] \quad \phi(s) = s(s^2 + 4\pi^2) \quad (4)$$

[0030] 由公式④可以建立广义内模控制算法中伺服补偿器状态空间方程:

$$[0031] \quad \dot{x}_e = A_e x_e + B_e e \quad (5)$$

[0032] 通过经典的极点配置方法得到伺服补偿器和镇定补偿器的控制量形式:

$$[0033] \quad \begin{cases} u_e = K_e x_e \\ u_2 = Kx \end{cases} \quad (6)$$

[0034] 式中, x 为原速率开环系统的状态变量, $x = [\omega_{out} \ i_{out}]'$, ω_{out} 为平台角速率信息, 由速率陀螺测量; i_{out} 为平台电机电流信息, 由电流传感器测量。

[0035] 最终, 广义内模控制算法控制量为 $u = u_e - u_2$, 将该控制量作用到原速率开环系统中去, 驱动力矩电机电作, 实现平台对参考输入的渐近跟踪和偏心力矩的补偿。

[0036] 本发明与现有技术相比的优点在于:

[0037] (1) 本发明通过平台自身组件速率陀螺和电流传感器, 分别测量出平台角速率信息和电机电流信息, 实现广义内模控制算法, 其过程不增加平台体积质量, 有利于轻小型结构设计。

[0038] (2) 本发明的广义内模控制是建立在状态空间方程基础上的, 由普通的积分器、比例环节组成, 算法简单, 容易实现而且可靠, 有较强的实际应用能力。

[0039] (3) 本发明兼顾了参考输入和偏心力矩同时作用带来的影响, 对建模误差、参数摄动等扰动有较强的不敏感性, 提高了系统的鲁棒性能。

附图说明

- [0040] 图 1 为本发明的广义内模控制算法实施步骤示意图；
 [0041] 图 2 为本发明的伺服补偿器和镇定补偿器设计流程图；
 [0042] 图 3 为本发明的基于广义内模的偏心力矩补偿方法结构图；
 [0043] 图 4 为未采用本发明的三轴惯性稳定平台在偏心力矩作用下的角速率输出；
 [0044] 图 5 为采用了本发明的三轴惯性稳定平台在偏心力矩作用下的角速率输出。

具体实施方式

[0045] 具体的实施步骤如图 1 所示：

[0046] (1) 系统上电,初始化,速率陀螺信号采集电路以及电机电流信号采集电路正式工作；

[0047] (2) 采用安装在三轴惯性稳定平台框架轴上的速率陀螺测量出三轴惯性稳定平台的角速率信息 ω_{out} ,所述角速率信息包含了电机控制力矩和偏心力矩同时作用下三轴惯性稳定平台的角速率信息；

[0048] (3) 将步骤 (2) 中得到的角速率信息 ω_{out} 与角速率设定值 ω_{set} 作差,得到角速率误差 $e = \omega_{set} - \omega_{out}$ ；

[0049] (4) 将步骤 (3) 中得到的角速率误差 e 带入到伺服补偿器中去,得到控制量 u_e ,伺服补偿器的状态空间方程为 $\dot{x}_e = A_e x_e + B_e e$,控制量 $u_e = K_e x_e$ ；

[0050] 其中, A_e 为伺服补偿器系统矩阵, B_e 为伺服补偿器控制输入矩阵, K_e 为伺服补偿器状态反馈矩阵, x_e 为伺服补偿器状态变量, u_e 为伺服补偿器控制量；

[0051] (5) 采用串联在电机回路中的电流传感器测量出安装在三轴惯性稳定平台框架上的力矩电机的电流信息 i_{out} ,同时结合步骤 (2) 中得到的角速率信息 ω_{out} 带入到镇定补偿器中去,得到控制量 $u_2 = Kx$, $x = [\omega_{out} \ i_{out}]'$ ；

[0052] 其中, K 为镇定补偿器状态反馈矩阵, u_2 为镇定补偿器控制量；

[0053] (6) 将步骤 (4) 中得到的控制量 u_e 和步骤 (5) 中得到的控制量 u_2 作差,得到广义内模控制算法控制量 $u = u_e - u_2$ ；

[0054] (7) 将步骤 (6) 中得到的广义内模控制算法控制量 u 带入到在参考输入 r 和偏心力矩 T_d 作用下的原速率开环系统 (如附图 1 中的原速率开环系统) 中去,实现偏心力矩的补偿,最终实现系统的无静差跟踪。

[0055] 原速率开环系统即三轴惯性稳定平台速率开环系统,它的输入为广义内模控制量 u ,输出为角速率 ω_{out} ,设原速率开环系统的状态空间方程为：
$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu + B_d T_d \\ y = Cx + Du + D_d T_d \end{cases}$$
；其中, x

为原速率开环系统的状态变量, $x = [\omega_{out} \ i_{out}]'$ ； A 为原速率开环系统的系统矩阵； B 为原速率开环系统的控制输入矩阵； B_d 原速率开环系统的偏心力矩输入矩阵； T_d 为偏心力矩； y 为原速率开环系统的输出变量, $y = \omega_{out}$ ； C 为原速率开环系统的输出矩阵； D 为原速率开环系统的传输矩阵； D_d 为原速率开环系统的偏心力矩输出矩阵； u 为控制输入；

[0056] 如图 2 所示为本发明的伺服补偿器的状态空间方程系统矩阵 A_e 、控制输入矩阵 B_e 、状态反馈矩阵 K_e 和镇定补偿器的状态反馈矩阵 K 具体实现步骤如下：

[0057] (1) 首先确定参考输入 ω_{set} 和偏心力矩 T_d 模型的共同不稳定模型,得到参考输入

ω_{set} 和偏心力矩 T_d 两个不稳定模型的最小公倍式 $\Phi(s) = s^l + \alpha_{l-1}s^{l-1} + \dots + \alpha_1s + \alpha_0$, 参考输入 ω_{set} 和偏心力矩 T_d 模型已知, 则系数 $\alpha_0 \sim \alpha_{l-1}$ 均为已知量; 其中, l 为 $\Phi(s)$ 的最高次项, s 为频域符号, $\alpha_0 \sim \alpha_{l-1}$ 为 $\Phi(s)$ 的各次项系数;

[0058] (2) 由 $\Phi(s)$ 的系数 $\alpha_0 \sim \alpha_{l-1}$ 确定出分块系数矩阵 $\Gamma_{l \times l}$ 和 $\beta_{l \times 1}$,

$$\Gamma_{l \times l} = \begin{bmatrix} 0 & & & \\ 0 & I_{l-1} & & \\ \vdots & & & \\ \alpha_0 & \alpha_1 & \cdots & \alpha_{l-1} \end{bmatrix}, \beta_{l \times 1} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix};$$

其中, l 为 $\Phi(s)$ 的最高次项, $\alpha_0 \sim \alpha_{l-1}$ 为 $\Phi(s)$ 的各次项系数, I_{l-1} 为 $l-1$ 阶单位阵;

[0059] (3) 由步骤 (2) 得到的分块系数矩阵 $\Gamma_{l \times l}$ 和 $\beta_{l \times 1}$, 得到伺服补偿器状态空间方程

$$\text{的系数矩阵 } A_e \text{ 和控制输入矩阵 } B_e, \text{ 其中, } A_e = \begin{bmatrix} \Gamma_{l \times l} & & \\ & \ddots & \\ & & \Gamma_{l \times l} \end{bmatrix}, B_e = \begin{bmatrix} \beta_{l \times 1} & & \\ & \ddots & \\ & & \beta_{l \times 1} \end{bmatrix},$$

这样就得到伺服补偿器的状态空间方程 $\dot{x}_e = A_e x_e + B_e e$;

[0060] 伺服补偿器状态反馈矩阵 K_e 和镇定补偿器的状态反馈矩阵 K ;

[0061] (4) 将步骤 (3) 得到的伺服补偿器状态空间方程与原速率开环系统状态空间方程进行组合, 得到最终串联系统的状态空间方程:

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{x}_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & 0 \\ -B_e C & A_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ x_e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ -B_e D \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} B_d \\ -B_e D_d \end{bmatrix} T_d + \begin{bmatrix} 0 \\ B_e \end{bmatrix} r, \text{ 各系数的定义前面已经给出;}$$

[0062] (5) 对步骤 (4) 中得到的串联系统状态空间方程采用经典极点配置 $u = K_T x_T$ 方法

进行极点配置, 求出状态反馈矩阵 K_T , 其中, $x_T = \begin{bmatrix} x \\ x_e \end{bmatrix}'$;

[0063] (6) 将步骤 (5) 中得到的状态反馈矩阵 K_T 进行分解, 令 $K_T = [-K \ K_e]$, 得到伺服补偿器的状态反馈矩阵 K_e 和镇定补偿器的状态反馈矩阵 K 。

[0064] 如图 3 所示为本发明的基于广义内模的偏心力矩补偿方法结构图。将参考输入 ω_{set} 与速率陀螺实时测量出的速率信息 ω_{out} 作差得到误差量 $e = \omega_{set} - \omega_{out}$; 将误差量 e

作用到伺服补偿器 $\begin{cases} \dot{x}_e = A_e x_e + B_e e \\ u_e = K_e x_e \end{cases}$ 中得到控制量 u_e ; 将伺服补偿器控制量 $u_e = K_e x_e$ 与镇定

补偿器控制量 $u_2 = Kx$ 作差得到总控制量 $u = u_e - u_2$; 将控制量 u 作用到原速率开环系统中去, 即可实现对参考输入 ω_{set} 的渐近跟踪和偏心力矩 T_d 的补偿, 其中原速率开环系统的状态空间方程为:

$$[0065] \quad \begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu + B_d T_d \\ y = Cx + Du + D_d T_d \end{cases}.$$

[0066] 为验证本发明的有效性, 进行了仿真实验。仿真参数为: 框架质量 100Kg, 飞机运动干扰加速度 a 为 $1g$ 、频率为 1Hz, 平台框架偏心距为 1cm, 则在重力加速度和交变的飞机运动干扰加速度的作用下, 偏心力矩的表达式为 $(10+10 \cdot \sin(2\pi t))N \cdot m$ 。系统状态矩阵:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1.25 \\ -130 & -588 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ 130 \end{bmatrix}, C = [0 \ 1], D = 0, A_e = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & -4\pi^2 & 0 \end{bmatrix}, B_e = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \text{系统状态反馈矩}$$

阵 $K_e = [3882.7 \ 670.6 \ 56]$, $K = [3.129 \ -3.826]$ 。

[0067] 如图 4 所示为在上述条件下未采用本发明的三轴惯性稳定平台在偏心力矩作用下的角速率输出,可以看出在正弦偏心力矩作用下角速率输出呈现同频且幅值较大的正弦波动,显然会使系统无法保持稳定,平台将失去作用。

[0068] 如图 5 所示为在上述条件下采用本发明的三轴惯性稳定平台在偏心力矩作用下的角速率输出,可以看出在广义内模算法控制下,角速率输出很快收敛到稳态值,并最终维持在零值附近,对偏心力矩起到很好的抑制作用,保证了平台的速率稳定,实现了系统的无静差跟踪。

[0069] 本发明未详细阐述部分属于本领域公知技术。

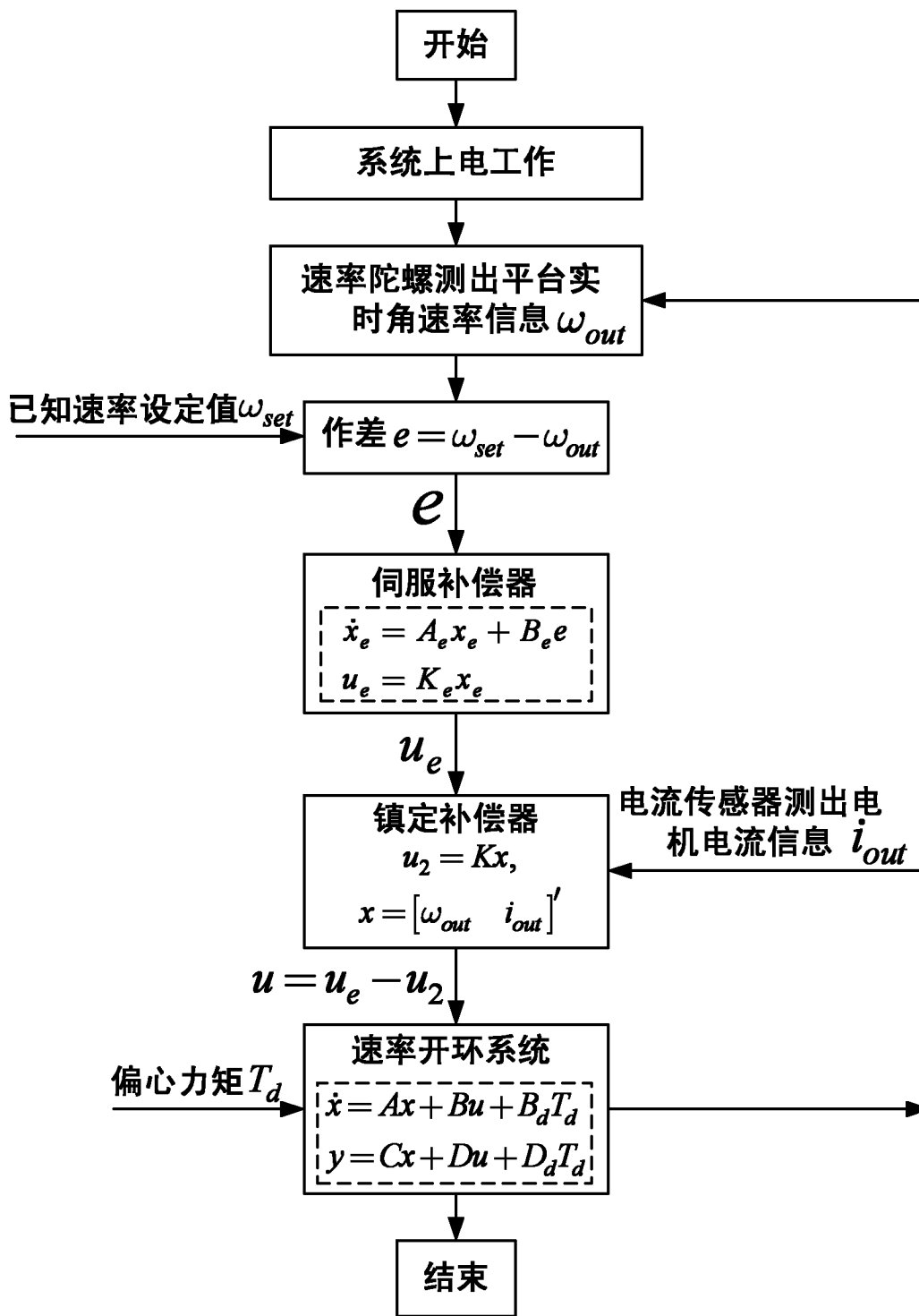


图 1

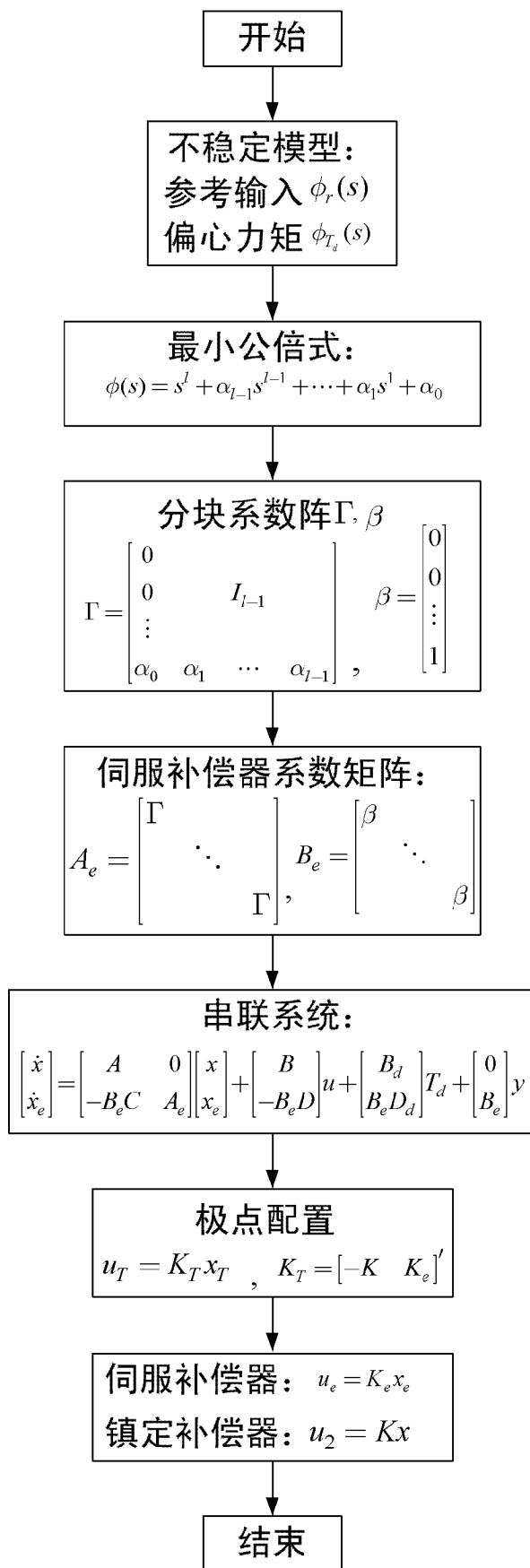


图 2

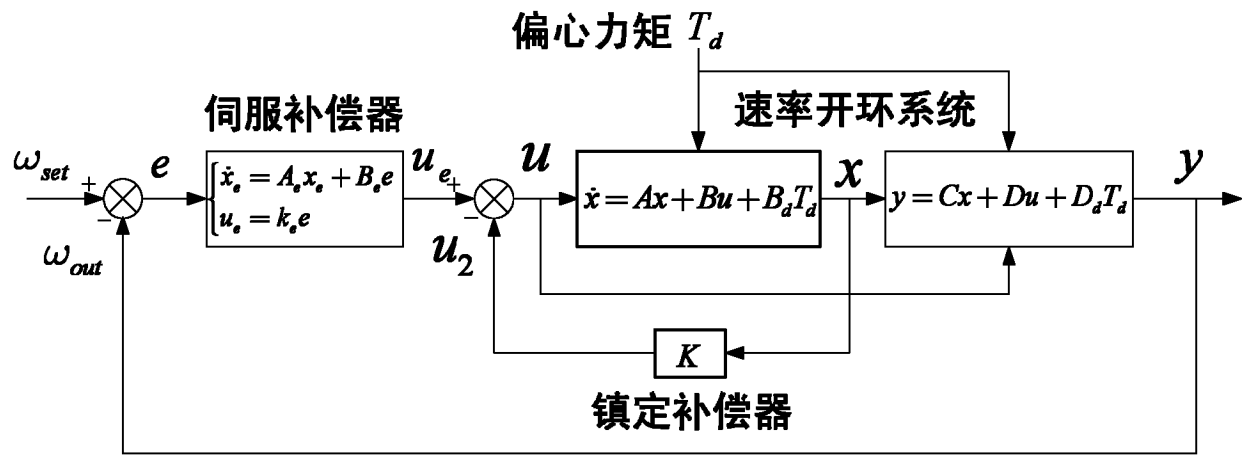


图 3

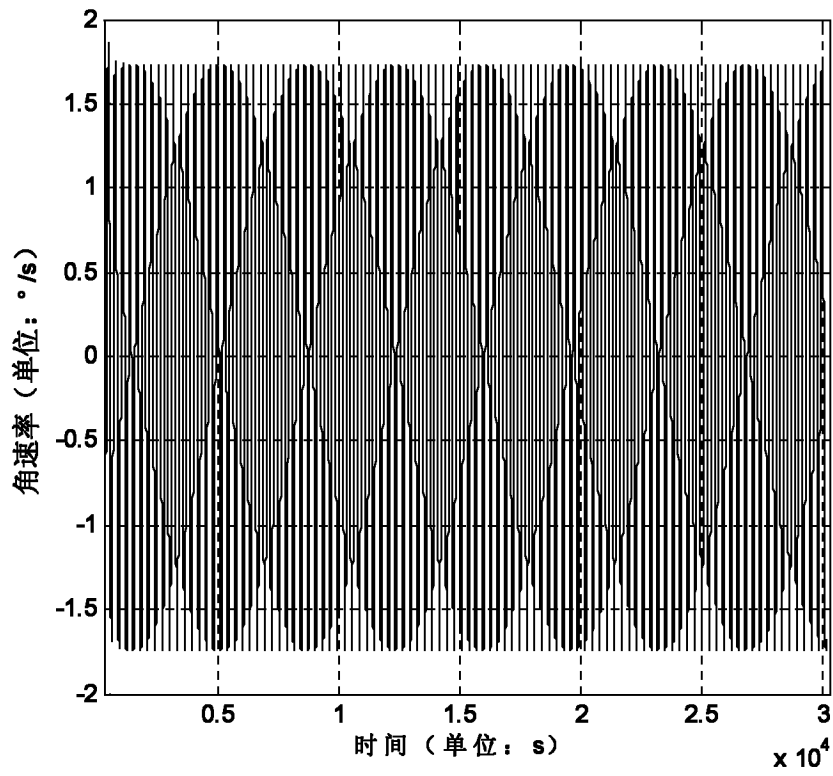


图 4

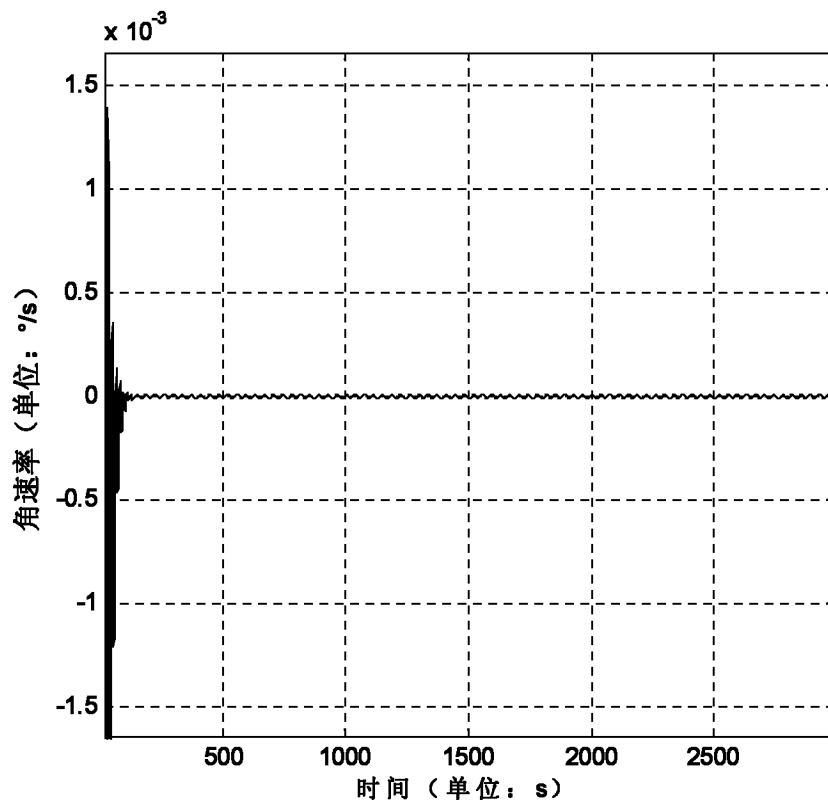


图 5