



(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 107783543 A

(43)申请公布日 2018. 03. 09

(21)申请号 201711076953.6

(22)申请日 2017.11.06

(71)申请人 贾杰

地址 330038 江西省南昌市红谷滩新区丰
和南大道896号2栋202室

(72)发明人 贾杰

(74)专利代理机构 北京中政联科专利代理事务
所(普通合伙) 11489

代理人 姚海波

(51)Int.Cl.

G05D 1/08(2006.01)

G05D 1/10(2006.01)

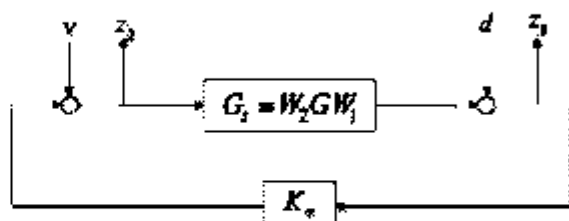
权利要求书2页 说明书6页 附图4页

(54)发明名称

一种无人直升机回路成形全包线飞行控制
方法

(57)摘要

本发明提出一种无人直升机回路成形全包线飞行控制方法,根据无人直升机飞行控制系统的内外回路设计概念,利用H_∞回路方法设计了无人直升机双回路控制系统。首先采用H_∞回路成形方法设计姿态命令/姿态保持控制器,使得系统内回路具有良好的带宽和相应时间,并且保持通道的解耦和鲁棒性;采用H_∞回路成形的方法构建无人直升机的速度回路作为外回路,实现对直升机的前飞速度和横向速度的控制,保证速度通道上具有良好的跟踪性能和鲁棒性能。内回路和外回路控制器的设计使基于H_∞回路成形控制技术的,内回路提供稳定与解耦,外回路在内回路的基础上,进行速度和轨迹控制。本发明将经典控制与现代鲁棒优化控制综合在一个框架下,使直升机在全包线机动飞行范围内具有优良的对输入信号进行动态跟踪及各通道解耦性能。



1. 一种无人直升机回路成形全包线飞行控制方法,其特征在于:包括以下步骤:

步骤S1:回路成形设计,对于 H_∞ 回路成形基本结构,设置加权对角阵 W_1 和 W_2 加权配置后成形的开环传递函数阵为:

$$G_s = W_2 G W_1,$$

并设计 H_∞ 控制器 $K_\infty(s)$ 阵,使 $[d, v]^T$ 到误差 $[z_1, z_2]^T$ 的传递函数阵的 H_∞ 范数的倒数达到最大;即,

$$\max_{\|K_\infty\|} \left\| \begin{bmatrix} d \\ v \end{bmatrix} \rightarrow \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} \right\|^{-1} = \epsilon$$

也即,

$$\max_{\|K_\infty\|} \left\| \begin{bmatrix} I & 0 \\ I - K_\infty G_s & 0 \\ 0 & I \\ 0 & I - G_s K_\infty \end{bmatrix} \right\|^{-1} = \epsilon$$

其中, G 为被控对象模型, G_s 为加权配置后的对象模型, W_1 和 W_2 针对不同的对象得出不同的矩阵, d 为扰动输入, v 为控制输入, z_1 为扰动输入下的输出, z_2 为控制输入下的输出误差, ϵ 可表征系统的稳定裕度;

直接按照上式求解 K_∞ 得出 H_∞ 控制器 $K_\infty(s)$;

步骤S2:基于所设计的 H_∞ 控制器 $K_\infty(s)$ 分别设计内回路控制器和外回路控制器,以用于全包线飞行控制。

2. 根据权利要求1所述的无人直升机回路成形全包线飞行控制方法,其特征在于:

被控对象矩阵 G 所对应的状态方程为:

$$\Delta \dot{x} = A_a \Delta x + B_a \Delta U$$

上式中的状态量 $\Delta x = [\Delta x, \Delta y, \Delta z, \Delta \psi, \Delta v_x, \Delta v_y, \Delta \theta, \Delta \phi, \Delta v_z, \Delta \dot{\psi}]^T$,其中, $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ 分别表示机体轴系 X, Y, Z 轴向的速率, Δv_x 和 Δv_y 分别表示前飞速率和侧飞速率, $\Delta \theta$ 表示俯仰姿态角, $\Delta \phi$ 表示横滚姿态角, Δv_z 表示垂直轴速度和 $\Delta \dot{\psi}$ 表示偏航角速率;控制变量 $\Delta U = [\Delta \delta_w, \Delta \delta_a, \Delta \delta_c, \Delta \delta_r]^T$,其中, $\Delta \delta_w, \Delta \delta_a, \Delta \delta_c, \Delta \delta_r$ 分别表示纵向周期变距、横向周期变距、总距和尾桨距;状态 A_a 阵将为 10×10 矩阵,控制阵 B_a 为 10×4 矩阵。

3. 根据权利要求2所述的无人直升机回路成形全包线飞行控制方法,其特征在于:

内回路控制器用于提供稳定与解耦,选取 $\Delta \theta, \Delta \phi, \Delta v_z, \Delta \dot{\psi}$ 这四个变量的控制通道为内回路,也即,将俯仰姿态角,横滚姿态角,垂直轴速度和偏航角速率作为被控制量。

4. 根据权利要求3所述的无人直升机回路成形全包线飞行控制方法,其特征在于:

内回路成形设计完成后,使各通道的所有闭环极点均在 S 平面的左半平面;系统所确定的 W_1 和 W_2 对角阵的增益,使开环系统的截止频率在满足稳定裕度条件下,有尽可能大的值。

5. 根据权利要求2所述的无人直升机回路成形全包线飞行控制方法,其特征在于:

外回路控制器用于进行速度和轨迹控制,采用单输入单输出(SISO)状态下 H_∞ 回路成形法设计。

6. 根据权利要求5所述的无人直升机回路成形全包线飞行控制方法,其特征在于:

采用平衡模型截断法(balanced mode truncation)等对闭合内回路进行简化处理,将各自的内回路处理成已独立的近似动力学模型。

7. 根据权利要求1所述的无人直升机回路成形全包线飞行控制方法,其特征在于:

加权阵 W_2 在反馈通道中,包含了抑制飞机传感器噪声的低通滤波器和改善鲁棒性的超前滞后校正器,加权阵 W_1 在前向通道中,采用比例+积分(P+I)的控制律形式,然后设计 H_∞ 控制器 $K_\infty(s)$ 阵,应在达到所给定的稳定裕度指标前提下,使系统开环传递函数阵 $K_\infty W_2 G W_1$ 的奇异值曲线不会有明显的改变,从而保持已成形的开环系统 $W_2 G W_1$ 的奇异值特性。

一种无人直升机回路成形全包线飞行控制方法

技术领域

[0001] 本发明涉及无人机控制领域,具体的说是一种无人直升机 H_∞ 回路成形全包线飞行控制方法。

背景技术

[0002] 无人直升机系统具有高阶非线性、静不稳定性及轴间高度耦合等特点,需要飞行控制系统的辅助以完成对其的操作,现代无人机要求高机动、大迎角、全包线飞行,而且还要求在复杂的环境中保证稳定性和良好的飞行性能。无论是经典控制理论还是现代控制理论,都难以在实际应用中获得理想的控制效果。在目前的无人机内外回路设计方法中,内回路提供稳定和解耦,外回路则注重控制效果,现有的解耦方法很多,但是大都需要精确模型,从而导致系统复杂度大大提高。

[0003] H_∞ 控制能有效地解决不确定性问题,传统的 H_∞ 控制方法受被控对象右半开平面极点数的限制,可能存在名义系统和 H_∞ 控制器的零极点对消,而 H_∞ 回路成形方法能很好地解决这一问题不受被控对象右半开平面极点数限制,形成无零极点对消的 H_∞ 控制器,继承了经典回路成形设计思想,具有更好的操作性。为了解决无人机系统设计中遇到的不确定性问题,依据 H_∞ 鲁棒控制理论,采用回路成形方法,设计无人机鲁棒控制器。因此,本发明提出将 H_∞ 回路成形应用于无人机内外回路设计中,为解决无人机系统存在的扰动和模型不确定的技术问题提出新的解决方案。

发明内容

[0004] 针对现有技术中存在的上述不足之处,本发明提供一种无人直升机 H_∞ 回路成形全包线飞行控制方法,从而能够有效解决现有技术无人机系统存在的扰动和模型不确定等技术问题。

[0005] 为实现上述目的,本发明所采用的技术方案是:

[0006] 一种无人直升机 H_∞ 回路成形全包线飞行控制方法,包括以下步骤:

[0007] 步骤S1:回路成形设计,对于 H_∞ 回路成形基本结构,设置加权对角阵 W_1 和 W_2 加权配置后成形的开环传递函数阵为:

[0008] $G_s = W_2 G W_1$,

[0009] 并设计 H_∞ 控制器 $K_\infty(s)$ 阵,使 $[d, v]^T$ 到误差 $[z_1, z_2]^T$ 的传递函数阵的 H_∞ 范数的倒数达到最大;即,

$$[0010] \quad \max_{\|d\|_2, \|v\|_2} \left\| \begin{bmatrix} d \\ v \end{bmatrix} \rightarrow \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} \right\|^{-1} = \epsilon$$

[0011] 也即,

$$[0012] \quad \max_{\|K_{\infty}\|} \left\| \begin{bmatrix} I & 0 \\ \frac{I}{I-K_{\infty}G_r} & 0 \\ 0 & \frac{I}{I-G_rK_{\infty}} \end{bmatrix} \right\|^{-1} = \epsilon$$

[0013] 其中, G 为被控对象模型, G_r 为加权配置后的对象模型, W_1 和 W_2 针对不同的对象得出不同的矩阵, d 为扰动输入, v 为控制输入, z_1 为扰动输入下的输出, z_2 为控制输入下的输出误差, ϵ 可表征系统的稳定裕度;

[0014] 直接按照上式求解 K_{∞} 得出 H_{∞} 控制器 $K_{\infty}(s)$;

[0015] 步骤 S2: 基于所设计的 H_{∞} 控制器 $K_{\infty}(s)$ 分别设计内回路控制器和外回路控制器, 以用于全包线飞行控制。

[0016] 优选地, 被控对象矩阵 G 所对应的状态方程为:

$$[0017] \quad \Delta \dot{x} = A_{\Delta} \Delta x + B_{\Delta} \Delta U$$

[0018] 上式中的状态量 $\Delta x = [\Delta x, \Delta y, \Delta z, \Delta \psi, \Delta v_x, \Delta v_y, \Delta \theta, \Delta \phi, \Delta v_z, \Delta \dot{\psi}]^T$, 其中, Δx , Δy , Δz 分别表示机体轴系 X, Y, Z 轴向的速率, Δv_x 和 Δv_y 分别表示前飞速率和侧飞速率, $\Delta \theta$ 表示俯仰姿态角, $\Delta \phi$ 表示横滚姿态角, Δv_z 表示垂直轴速度和 $\Delta \dot{\psi}$ 表示偏航角速率; 控制变量 $\Delta U = [\Delta \delta_e, \Delta \delta_a, \Delta \delta_c, \Delta \delta_r]^T$, 其中, $\Delta \delta_e$, $\Delta \delta_a$, $\Delta \delta_c$, $\Delta \delta_r$ 分别表示纵向周期变距、横向周期变距、总距和尾桨距; 状态 A_{Δ} 阵将为 10×10 矩阵, 控制阵 B_{Δ} 为 10×4 矩阵。

[0019] 优选地, 内回路控制器用于提供稳定与解耦, 选取 $\Delta \theta$, $\Delta \phi$, Δv_z , $\Delta \dot{\psi}$ 这四个变量的控制通道为内回路, 也即, 将俯仰姿态角, 横滚姿态角, 垂直轴速度和偏航角速率作为被控制量。

[0020] 优选地, 内回路成形设计完成后, 使各通道的所有闭环极点均在 S 平面的左半平面; 系统所确定的 W_1 和 W_2 对角阵的增益, 使开环系统的截止频率在满足稳定裕度条件下, 有尽可能大的值。

[0021] 优选地, 外回路控制器用于进行速度和轨迹控制, 采用单输入单输出 (SISO) 状态下 H_{∞} 回路成形法设计。

[0022] 优选地, 采用平衡模型截断法 (balanced mode truncation) 等对闭合内回路进行简化处理, 将各自的内回路处理成已独立的近似动力学模型。

[0023] 优选地, 加权阵 W_2 在反馈通道中, 包含了抑制飞机传感器噪声的低通滤波器和改善鲁棒性的超前滞后校正器, 加权阵 W_1 在前向通道中, 采用比例+积分 (P+I) 的控制律形式, 然后设计 H_{∞} 控制器 $K_{\infty}(s)$ 阵, 应在达到所给定的稳定裕度指标前提下, 使系统开环传递函数阵 $K_{\infty}W_2GW_1$ 的奇异值曲线不会有明显的改变, 从而保持已成形的开环系统 W_2GW_1 的奇异值特性。

[0024] 优选地, 由于内外回路中, 均具有积分环节。因此一般需设置抗积分卷绕回路 (anti-windup loop)。

[0025] 优选地, 由于内回路已设计成 4 通道输入和 4 通道输出的高带宽的鲁棒解耦系统, 因此外回路可采用单输入单输出 (SISO) 状态下 H_{∞} 回路成形法设计。设计时应对内回路系统的动特性进行简化处理, 即将各自的内回路处理成已独立的近似动力学模型。这可采用平衡模型截断法 (balanced mode truncation) 等对闭合内回路进行简化处理。权阵 W_1 仍以比

例加积分形式设置。 W_2 与内回路一样,用二阶滤波器抑制传感器噪声。由于被控的姿态角是有一定的限制范围,因此也必然会对 W_1 阵中的积分器产生卷绕。故也必须用经典反卷绕回路加以抑制。

[0026] 本发明具有以下优点及有益效果:

[0027] 1、本发明将经典控制与现代鲁棒优化控制综合在一个框架下,使直升机在全包线机动飞行范围内具有优良的对输入信号进行动态跟踪及各通道解耦性能。

[0028] 2、本发明根据内外回路思想结合鲁棒 H_∞ 回路成形方法,设计了无人直升机双回路飞行控制系统。内回路主要完成无人直升机的全姿态控制,包括滚转角、俯仰角和偏航角的同时控制;外回路在内回路的基础上实现了速度跟踪,所设计的控制系统基本实现了无人直升机各通道之间的解耦,且具有良好的跟踪性能和鲁棒性能。

附图说明

[0029] 图1为本发明 H_∞ 回路成形的基本结构图;

[0030] 图2为本发明 H_∞ 控制器对系统开环奇异值曲线的影响;

[0031] 图3为本发明内回路控制结构示意图;

[0032] 图4为本发明方法中四通道波特图;

[0033] 图5为本发明方法中外回路的速度 v_x, v_y 的控制结构图;

[0034] 图6为本发明方法中外回路的轨迹控制及航向角 ψ 控制结构图;

[0035] 图7为本发明方法中飞行测试特性与仿真特性对比(实线为试飞记录,虚线为仿真记录)。

[0036] 图8为本发明校检系统的带宽表;

[0037] 图9为本发明校检通道间的解耦表。

具体实施方式

[0038] 下面结合附图及实施例对本发明做进一步的详细说明。

[0039] 1. 回路成形

[0040] H_∞ 回路成形的基本结构如图1所示, G 阵为被控对象在某工作状态下的增量线性化动力学时不变模型。设置加权对角阵 W_1 和 W_2 对 G 阵的开环奇异值(相当于标量系统控制对象幅频特性)进行成形。经加权配置后成形的开环传递函数阵为 G_s ,使用前置补偿器 W_1 和后置补偿器 W_2 对 G 的开环奇异值进行成形,得到 $G_s = W_2 G W_1$,使得 G_s 与期望对象 G_d 的奇异值曲线接近。为了实现通道间的解耦,一般选取 G_d 为对角阵。权阵 W_2 在反馈通道中,包含了抑制飞机传感器噪声的低通滤波器和改善鲁棒性的超前滞后校正器。加权阵 W_1 在前向通道中,采用比例+积分(P+I)的控制律形式,其中积分环节用于提高低频增益,以提高本通道的稳态跟踪精度,同时对本通道工作时引起的其他通道的耦合输出有稳态解耦的性能,引入积分环节还有利于抑制作用于控制对象的干扰,并可实现飞机的自动配平。 W_1 中引入的比例环节,与积分环节并联,相当于给系统在根轨迹的 S 平面上引入一个零点,这样可减少积分环节在截止频率处的相位滞后。调节 W_1 与 W_2 的总增益则可将带宽调节到适当范围。成形后的开环系统 G_s 应呈现低频段高增益,高频段低增益的特性,且具有理想的带宽。高带宽可适应直升机飞行速度提高后的机动飞行,以扩展到全包线飞行。按上述设计思想,对回路进行成形

后,接着应设计 H_{∞} 控制器 $K_{\infty}(s)$ 阵。控制阵 $K_{\infty}(s)$ 的引入,应使 $[d, v]^T$ 到误差 $[z_1, z_2]^T$ 的传递函数阵的 H_{∞} 范数的倒数达到最大。即

$$[0041] \quad \max_{\|d\|, \|v\|} \left\| \begin{bmatrix} d \\ v \end{bmatrix} \rightarrow \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} \right\|^{-1} = \epsilon$$

[0042] 也即,

$$[0043] \quad \max_{\|d\|, \|v\|} \left\| \begin{bmatrix} I & 0 \\ I - K_{\infty} G_1 & 0 \\ 0 & I \\ 0 & I - G_2 K_{\infty} \end{bmatrix} \right\|^{-1} = \epsilon$$

[0044] 其中, d 为扰动输入, v 为控制输入, z_1 为扰动输入下的输出, z_2 为控制输入下的输出误差。 ϵ 可表征系统的稳定裕度。由上式可以知道,对 $d \rightarrow z_1$, ϵ 最大,即扰动到误差传递函数阵的 H_{∞} 范数最小,可时扰动下的系统误差达到最小,即系统有良好的干扰抑制能力;而对 $v \rightarrow z_2$, ϵ 最大,则控制信号到误差的传递函数阵的 H_{∞} 范数最小,表示控制误差最小,即有良好的控制性能。 ϵ 应在 $[0, 1]$ 中选取,以表示系统要达到的鲁棒性。由经验 ϵ 大于0.3为优。对单输入单输出系统, ϵ 值可对应一定的幅值裕度与相角裕度,其中幅值裕度 $G_m = \pm 20 \log_{10} \frac{1+\epsilon}{1-\epsilon}$,相角裕度 $P_m = 2 \arcsin \epsilon$ 。因此 $\epsilon = 0.35$ 对应 ± 6.3 dB的幅值裕度和40.9度的相角裕度。所以控制阵 $K_{\infty}(s)$ 的引入,应使系统达到一定的幅相裕度的鲁棒性指标。

[0045] 直接按照上式求解 K_{∞} ,设计回路成形控制器,实际上是找一个控制器 $K_{\infty}(s)$,使得开环传递函数阵 $K_{\infty} W_2 G W_1$ 的增益(奇异值)在低频区域满足稳定性能要求,在高频区域满足动态跟踪和干扰控制要求,即低频高增益和高频低增益, H_{∞} 回路成形控制器 $K_{\infty}(s)$ 的设计,应在达到所给定的稳定裕度指标前提下,使系统开环传递函数阵 $K_{\infty} W_2 G W_1$ 的奇异值曲线不会有明显的改变,从而保持已成形的开环系统 $W_2 G W_1$ 的奇异值特性。对于上述公式的求解,需将其式转化为可应用MATLAB鲁棒工具箱中的hinflmi函数求解 $K_{\infty}(s)$ 及 ϵ 的标准形式。

[0046] 例如,以雅马哈R-50中速机动飞行的直升机飞控系统设计为例,设计给出的控制器 $K_{\infty}(s)$ 实际上是超前滞后网络,其 ϵ 为0.36, K_{∞} 对 G_s 没有明显改变,如图2所示。因此设计者开始设计时仅通过权阵 W_1 与 W_2 的选取,对开环系统 G_s 进行成形即可。

[0047] 由于控制对象矩阵 G 所对应的状态方程为:

$$[0048] \quad \Delta \dot{x} = A_s \Delta x + B_s \Delta U$$

[0049] 式中的状态量 $\Delta x = [\Delta x, \Delta y, \Delta z, \Delta \psi, \Delta v_x, \Delta v_y, \Delta \theta, \Delta \phi, \Delta v_z, \Delta \dot{\psi}]^T$,其中, $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ 分别表示机体轴系X,Y,Z轴向的速率, Δv_x 和 Δv_y 分别表示前飞速率和侧飞速率, $\Delta \theta$ 表示俯仰姿态角, $\Delta \phi$ 表示横滚姿态角, Δv_z 表示垂直轴速度和 $\Delta \dot{\psi}$ 表示偏航角速率。控制变量 $\Delta U = [\Delta \delta_o, \Delta \delta_a, \Delta \delta_c, \Delta \delta_r]^T$ 。其中, $\Delta \delta_o, \Delta \delta_a, \Delta \delta_c, \Delta \delta_r$ 分别表示纵向周期变距、横向周期变距、总距和尾桨距。则状态 A_s 阵将为 10×10 矩阵,控制阵 B_s 为 10×4 矩阵。若选取 $\Delta \theta, \Delta \phi, \Delta v_z, \Delta \dot{\psi}$ 这四个变量的控制通道为内回路,则内回路的 $K_{\infty}(s)$ 将为 4×4 的非对角传递函数阵,工程实现时应对它进行降阶处理,并对设计结果进行性能仿真验证。若不满足闭环鲁棒性及解耦品质要求,则需对权阵进行重新修正,所以设计一般有反复调整的过程。

[0050] 求解 $K_{\infty}(s)$ 的方法是建立在解线性矩阵不等式(LMI)的基础上,这可借助于

Matlab中的鲁棒工具箱。

[0051] 2. 内回路控制器设计

[0052] 在确定 H_{∞} 回路成形控制器 $K_{\infty}(s)$ 的情况下,基于 H_{∞} 回路成形控制器 $K_{\infty}(s)$ 以及现有技术中内回路控制器的一般原则,本领域普通技术人员能够明了结合实际应用需求设计出内外回路控制器。以小型直升机CMU R-50为例,由于配置了 Bell-Hiller稳定杆,它可视为俯仰与滚转角的迟滞-速率反馈,故没有另外引入俯仰速率(Δq)与滚转角速率(Δp)的反馈,因此出现了如图3所示的内回路,内回路中,是将俯仰姿态角 $\Delta \theta$,横滚姿态角 $\Delta \phi$,垂直轴速度 Δv_z (即 Δw)和偏航角速率 $\Delta \psi$ 作为被控制量。

[0053] 回路成形设计完成后,应使各通道的所有闭环极点均在S平面的左半平面。解耦后的单个回路,幅值裕度应 $\geq 6\text{dB}$,相角裕度应 $\geq 45^\circ$,以保证鲁棒性。

[0054] 以CMU R-50无人直升机中速机动飞行时的内回路设计为例,图4为该系系统解耦后的各通道的波特图。

[0055] 系统所确定的 W_1 和 W_2 对角阵的增益,应使开环系统的截止频率在满足稳定裕度条件下,有尽可能大的值。例如对该系统,最终所确定的 W_1 和 W_2 为

$$[0056] \quad W_1(s) = \text{diag}\left[\frac{1.52s+4.5}{s}, \frac{2.23s+6.7}{s}, \frac{0.52s+1}{s}, \frac{1.45}{s}\right]$$

$$[0057] \quad W_2(s) = \left[1.14, 1.0, \frac{2795}{s^2+80s+2500}, \frac{2028}{s^2+80s+2500}\right]$$

[0058] 这样可保证四通道的带宽均达到 7rad/s 。

[0059] ADS-33E所规定的系统带宽 ω_{BW} ,定义为在相位为 -135° 时的频率。图8将该系统所具有的 ω_{BW} 与ADS-33E给出的 ω_{BW} 指标进行了对比。

[0060] 本通道工作时引起的其它通道的耦合响应,如 $\frac{\Delta \phi}{\Delta \theta_i}, \frac{\Delta \theta}{\Delta \theta_i}, \frac{\Delta v_z}{\Delta \psi_i}$ 等,应满足 ADS-33 规范中的等级1的去耦响应指标。要求本通道作阶跃变化时所引起的其它通道在4秒钟内离开配平值的峰值在一定范围内。亦即以 $\frac{\Delta \theta_{pk}}{\Delta \phi_i}$ 及 $\frac{\Delta \phi_{pk}}{\Delta \theta_i}$ 的值,表征通道间的解耦效应。图9给出了本系统计算值与规范值的比较。

[0061] 由于内外回路中,均具有积分环节,因此一般需设置抗积分卷绕回路 (anti-windup loop) 如图所示。这是由于舵机饱和后,若继续积分会引起卷绕问题,使系统超调加剧且性能快速下降。反卷绕可使对象的实际输入是 W_1 的输出与反卷绕信号之差,所以反卷绕可使舵机饱和后,不再积分。另外,可使有人操纵与自动飞行不同模态之间进行平滑切换。

[0062] 3. 外回路控制器设计

[0063] 直升机 H_{∞} 回路成形控制也是基于内外回路结构的。内回路提供稳定与解耦,外回路在内回路的基础上,进行速度和轨迹控制。

[0064] 由于内回路已设计成4通道输入($\Delta \theta_c, \Delta \phi_c, \Delta v_{zc}, \Delta \psi_c$)和4通道输出($\Delta \theta, \Delta \phi, \Delta v_z, \Delta \psi$)的高带宽的鲁棒解耦系统。因此外回路可采用单输入单输出(SISO) 状态下 H_{∞} 回路成形法设计,结构配置如图5和图6所示。设计时应对外回路系统的动特性进行简化

处理,即将各自的内回路处理成已独立的近似动力学模型。这可采用平衡模型截断法(balanced mode truncation)等对闭合内回路进行简化处理。

[0065] 对以 $\Delta v_x, \Delta v_y$ 为控制量的外回路设计,应满足ADS-33E中规定的闭环响应的上升时间,以及幅值与相角裕度要求。外回路截止频率均设定为 0.8rad/s 。权阵 W_1 仍以比例加积分形式设置。 W_2 与内回路一样,用二阶滤波器抑制传感器噪声。由于 v_x, v_y 是通过控制姿态角 θ 与 ϕ 来实现的,而被控的姿态角是有一定的限制范围,因此也必然会对 W_1 阵中的积分器产生卷绕。故也必须用经典反卷绕回路加以抑制。

[0066] Δv_x 和 Δv_y 控制系统的阶跃响应如图所示,其动态跟踪的上升时间(ADS-33E 定义为达到63.2%稳态值的时间)分别为 $T_{r_x} = 2.64$ 秒, $T_{r_y} = 2.5$ 秒。满足ADS-33E 标准 ($2.5 \leq T_r \leq 5.0$)。图7的(c)为 Δv_x 控制下的阶跃响应,它展示了内回路的响应品质。

[0067] 图6给出的是对 $\Delta x, \Delta y, \Delta z, \Delta \psi$ 进行控制的外回路控制结构。设定 $\Delta x, \Delta y$ 回路的截止频率为 $\omega_{BW} = 0.6\text{rad/s}$,设置 $\Delta z, \Delta \psi$ 回路的截止频率为 $\omega_{BW} = 0.8\text{rad/s}$ 。这两个外回路成形时 W_1 中没有设置积分环节,这是因为外回路中已包含了积分。但 W_1 中含有超前滞后滤波,而 W_2 阵中仅为单位增益。 $\Delta x, \Delta y, \Delta \psi$ 回路的阶跃响应曲线如图7中d-f所示。

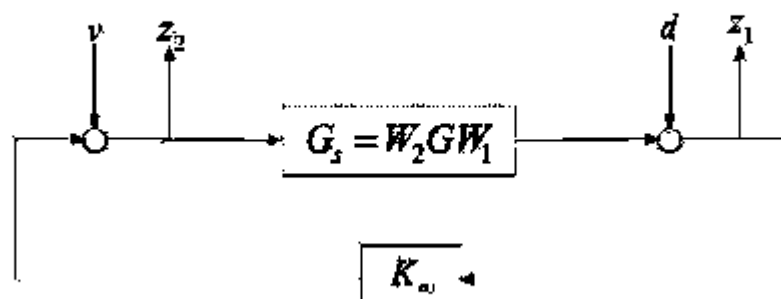


图1

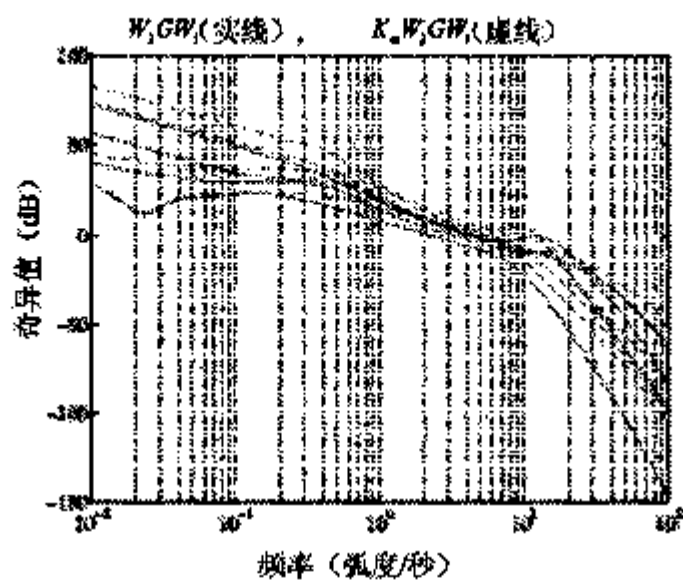


图2

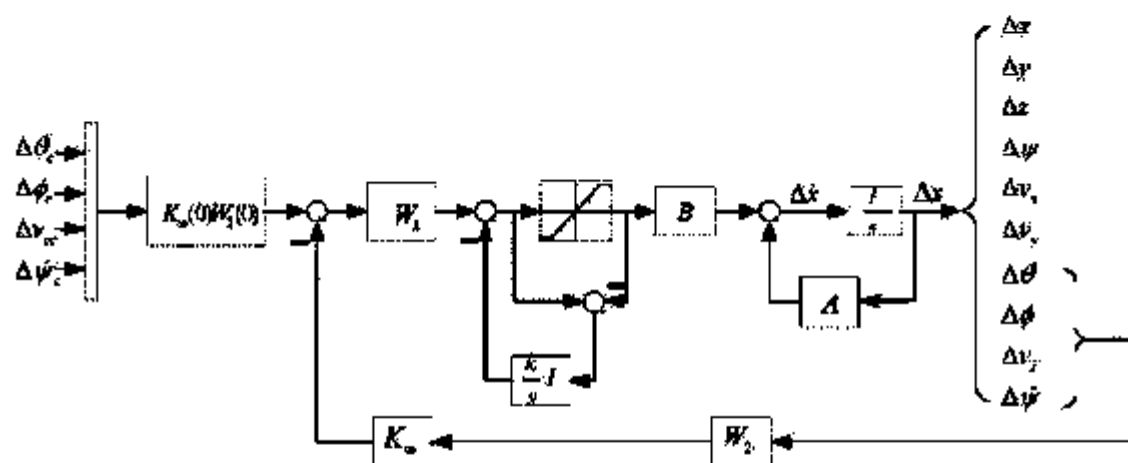


图3

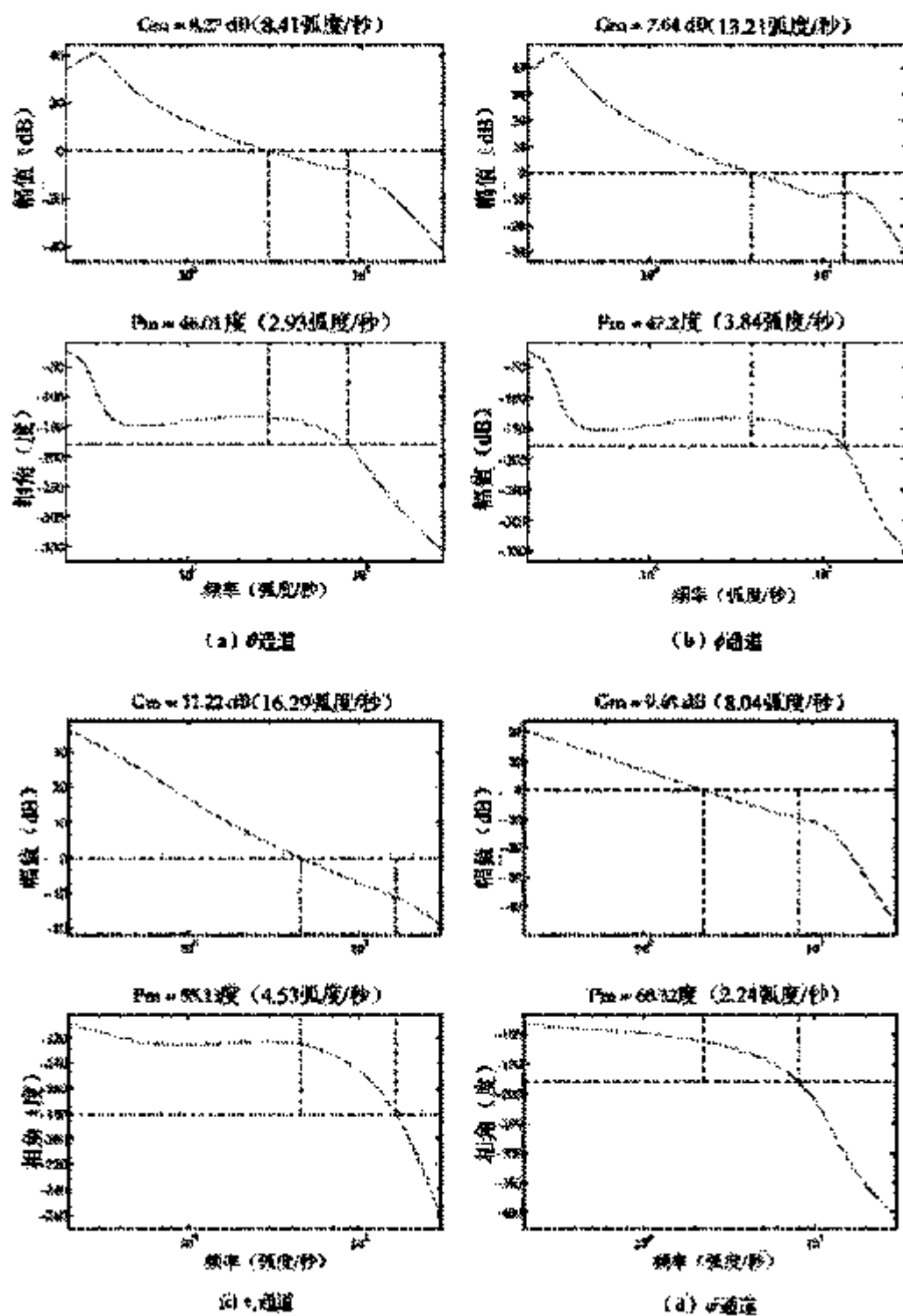


图4

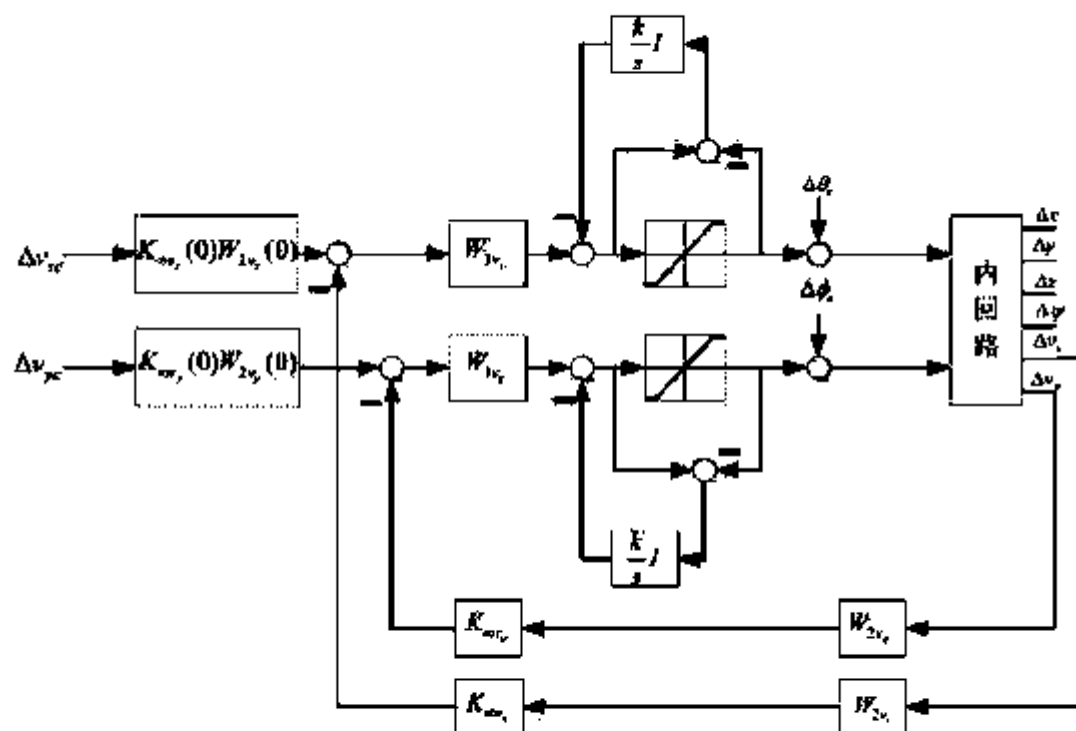


图5

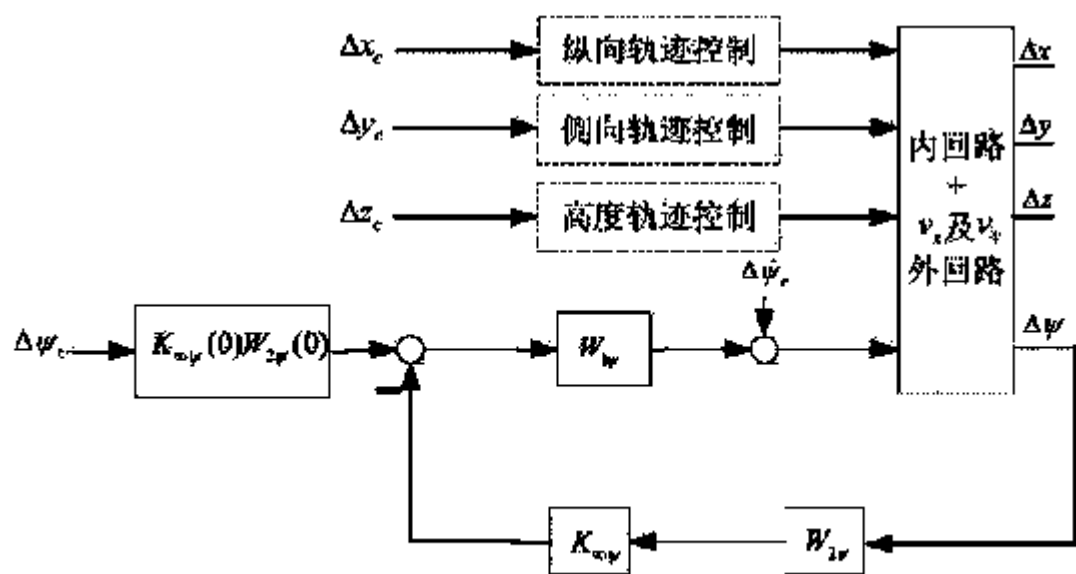


图6

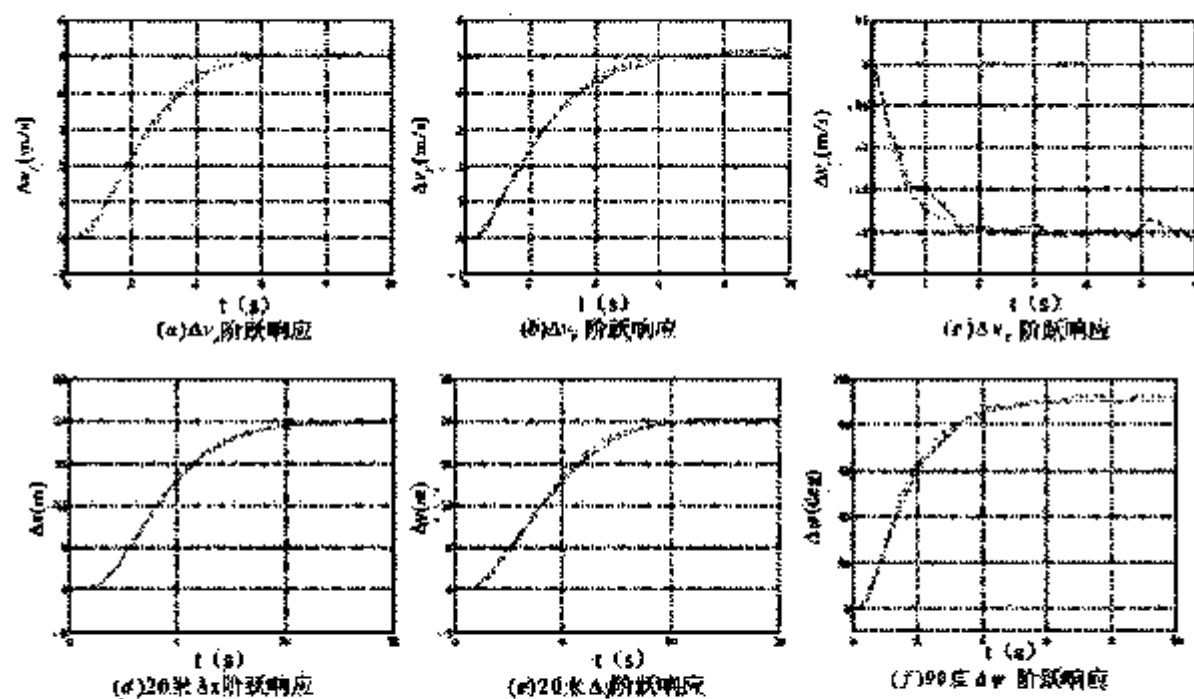


图7

| 通道 | $\omega_{BW}(ADS-33E)$ | $\omega_{BW} / (rad/s)$ |
|----------|------------------------|-------------------------|
| θ | ≥ 2.5 | 5.6 |
| ϕ | ≥ 2.5 | 9.08 |
| ψ | — | 6.4 |

图8

| $\frac{\Delta \theta_{pk}}{\Delta \theta_4}$ | $\frac{\Delta \theta_{pk}}{\Delta \theta_4}(ADS-33E)$ | $\frac{\Delta \phi_{pk}}{\Delta \theta_4}$ | $\frac{\Delta \phi_{pk}}{\Delta \theta_4}(ADS-33E)$ |
|--|---|--|---|
| 0.08 | $\epsilon = \pm 0.5$ | -0.08 | $\epsilon = \pm 0.5$ |

图9

中华人民共和国国家版权局
计算机软件著作权登记证书

(副本)

证书号： 软著登字第11815420号

软件名称： 多传感器信息融合与避障处理软件
V1.0

著作权人： 南昌航空大学;贾杰

开发完成日期： 2022年06月08日

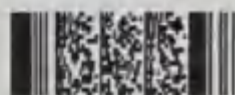
首次发表日期： 2022年07月08日

权利取得方式： 原始取得

权利范围： 全部权利

登记号： 2023SR1228247

根据《计算机软件保护条例》和《计算机软件著作权登记办法》的规定，经中国版权保护中心审核，对以上事项予以登记。



No. 13337436



2023年10月13日

中华人民共和国国家版权局

计算机软件著作权登记证书

证书号： 软著登字第11815445号

软件名称： 空中机器人抗诱捕抗干扰飞控处理系统
V1.0

著作权人： 南昌航空大学;贾杰

开发完成日期： 2022年08月11日

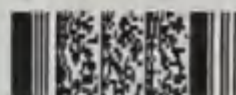
首次发表日期： 2022年09月02日

权利取得方式： 原始取得

权利范围： 全部权利

登记号： 2023SR1228272

根据《计算机软件保护条例》和《计算机软件著作权登记办法》的规定，经中国版权保护中心审核，对以上事项予以登记。



No. 13337439



2023年10月13日