

飞行仿真转台的完全跟踪控制

吴云洁, 田大鹏, 刘佑民

(北京航空航天大学 自动化科学与电气工程学院, 北京 100191;

北京航空航天大学 控制一体化技术国家级科技重点实验室 北京 100191)

摘要: 针对飞行仿真转台中传统插值和前馈方法对系统性能的限制问题, 引入了完全跟踪控制策略. 论述了飞行仿真转台完全跟踪控制器的设计方法. 本文利用多速率采样系统的特性构造转台系统状态传递函数矩阵的精确逆矩阵, 从而避免了采用近似逆模型的传统方案以及插值带来的限制, 实现完全跟踪. 利用鲁棒内回路补偿器理论以及系统动态跟踪误差的解析式分析说明了该方法在实际系统中存在建模误差、干扰和噪声的情况下, 仍然能够保证系统的动态跟踪精度和良好的鲁棒性. 对实际系统进行了设计与实验, 结果证明了该方法的有效性.

关键词: 跟踪; 飞行仿真转台; 鲁棒性; 精度

中图分类号: TP273 **文献标识码:** A

Perfect tracking control for flight simulator

WU Yun-jie, TIAN Da-peng, LIU You-min

(School of Automation Science and Electrical Engineering, Beihang University, Beijing 100191, China;

National Key Laboratory of Science and Technology on Holistic Control, Beihang University, 100191, China)

Abstract: To deal with the performance limitations for the traditional interpolation and feedforward methods in flight simulator, we introduce the perfect tracking control(PTC) strategy, and study its application on the design of a flight simulator for perfect tracking. We make use of the characteristics of a multirate sampling system to build an exact inverse transfer function matrix model of the flight simulator for realizing the perfect tracking, preventing from the performance limitations brought about by the traditional approximate inverse transfer matrix model and the interpolation algorithm. By the robust internal-loop compensator theory, and based on the analytical expressions of the tracking errors, we prove that the proposed strategy ensures the system with desired tracking accuracy and excellent robustness, even in the existence of modeling errors and disturbances. Results in designing and experimenting in practical systems validate the proposed strategy.

Key words: tracking; flight simulator; robustness; precision

1 引言(Introduction)

飞行仿真转台是一种伺服系统, 是实现飞行器半物理仿真实验的重要设备. 提高飞行仿真转台的动态跟踪精度一直以来都是这一领域研究的热点问题^[1]. 在保证系统动态跟踪性能方面, 前馈控制器的设计起着举足轻重的作用.

然而, 由于数字式转台控制系统中零阶保持器的存在, 随着模型阶数和采样周期的提高, 系统的离散模型往往是非最小相位的. 这就意味着无法直接通过零极点对消的方式实现前馈环节. 美国加州大学伯克利分校的M. Tomizuka教授曾提出一种零相差跟踪控制器(zero phase error tracking controller, ZPETC)^[2], 通过引入近似零点的方法实现前馈环节, 目前已广泛应用在各种数控伺服系统中, 特别是高精度数控加工系统^[3~6]. 但是, 该方法为避免不稳定的零极点对消而采用了近似逆模型, 在理想状态下

就存在跟踪误差. 并且, 传统的零相差跟踪控制器需要指令的超前信息, 对于飞行仿真转台这类随动系统, 由于无法获得若干步的超前指令信息, 往往利用指令的当前值代替超前值. 这样就给系统中引入了一定的时间延迟, 从而限制了系统频带的拓宽.

目前对于与单一采样速率的离散系统, 即指令、采样和控制周期相同的离散系统的研究, 基本局限在采用近似逆模型的框架之内. 文献[7]提出了一种基于Pade近似的零相差前馈, 不需要指令的超前信息, 在低频范围内, 该方法可以实现较小的幅差和相差. 文献[8]提出了一种 L_2 优化的前馈滤波器; 文献[9]提出了一种反馈滤波器以减小前馈校正后系统的跟踪误差. 文献[10, 11]提出了自适应ZPETC方案. 然而, 由于各种方法的基础都是利用近似逆模型, 无论作何改进, 即使系统处于理想状态, 动态跟踪误差仍然存在.

若在理想情况下, 离散系统当前状态与这一时刻的期望状态相等, 即误差为零, 称为完全跟踪(perfect tracking). 这一概念最早由M. Tomizuka定义^[2]. 他指出, 对于单一采样周期的离散控制系统, 由于零阶保持器的存在, 完全跟踪在理论上是无法实现的.

近年来, 多速率采样理论的研究取得了较大的进展, 为离散系统前馈控制研究开辟了新的空间. 日本学者H. Fujimoto提出了一种利用多速率采样系统的特性实现对指令完全跟踪的控制策略(perfect tracking controller, PTC)^[12, 13]. 其核心思想是把SISO的被控对象描述为MIMO的状态方程, 从而构造出对象状态到输入控制量之间非奇异的传递函数矩阵. 该方法正逐渐成为国际上研究的热点. 国外对该方法在硬盘驱动器^[14, 15]、单相逆变器^[16]、光盘驱动器^[17]、基于视觉的伺服控制^[18]、永磁同步电机谐波电流抑制^[19]、单相有源滤波^[20]、交流伺服^[21]等领域的应用研究上取得了成功, 而我国国内对该方法的研究成果仍然凤毛麟角.

本文基于多速率采样下的完全跟踪控制理论, 论述了面向飞行仿真转台系统的完全跟踪控制器设计和应用方法, 并分析了该方法的控制精度和稳定性. 对某型飞行仿真转台系统进行了设计. 实验验证了该方法的有效性.

2 飞行仿真转台的完全跟踪控制(PTC for flight simulator)

本节利用多速率采样系统的特点, 设计飞行仿真转台完全跟踪控制器, 以提高系统的动态跟踪性能.

2.1 多速率采样系统与完全跟踪控制(Multirate sampling system and PTC)

飞行仿真转台是和仿真计算机(仿真机)协同工作的, 二者构成多速率采样系统. 仿真机获取安装在转台上的导航和飞控系统的信号, 解算飞行器的数学模型并向转台发送指令. 由于飞行器的数学模型通常为庞大的微分方程组, 仿真机的计算周期较长. 而为了保证性能, 转台的控制周期则较短, 通常为仿真机计算步长的1/2甚至更短. 因此, 系统中至少存在2个采样周期: 仿真机向转台控制系统发送指令的周期 T_r , 转台控制系统的采样与控制周期 T_s .

为了使系统能够正常工作, 一般的处理方法是转台控制系统接收到仿真机发来的指令后, 对其插值再进行控制算法的计算并完成一个周期的控制过程. 最简单的插值是线性插值. 按式(1)求出转台控制所需的在 iT_r 时刻指令 $r[i]$ 和 $(i-1)T_r$ 时刻指令 $r[i-1]$ 中间的各个时间点的指令 $r[k]$, 从而进行前馈和反馈的算法计算, 完成对转台的控制. 很明显转台系统是SISO系统. 这种方案并没有充分利用采样周期不一致这一特点, 反而将其视作一种不利因

素, 不利于系统性能的提高.

$$r[k] = r[i-1] + \frac{T_s}{T_r} \{r[i] - r[i-1]\}. \quad (1)$$

在多速率采样系统中, 可以直接按照系统中最长的周期来分析, 得到多速率系统的状态空间模型. 将飞行仿真转台系统按多速率采样理论来分析, 单速率采样的SISO系统会转变为MIMO系统. 基于这种MIMO的模型设计前馈环节, 可以直接计算出 iT_r 和 $(i+1)T_r$ 中间的各个时间点转台系统需要的指令而不需要插值, 并可实现完全跟踪. 多速率采样系统完全跟踪控制器的结构如图1所示. 在表示方法上, 多速率采样系统可表述为

$$u_k[i] = u[k], \quad x_k[i] = x[k], \quad y_k[i] = y[k]. \quad (2)$$

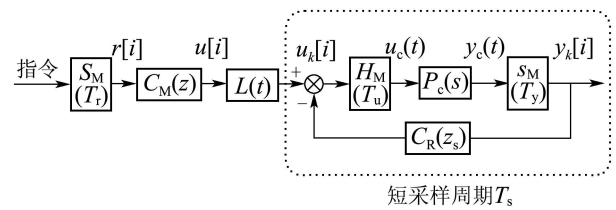


图1 完全跟踪控制器结构

Fig. 1 The structure of PTC

图中: $C_M(z)$ 是前馈控制器, 它是一个MIMO的控制器; $C_R(z_s)$ 为鲁棒控制器, 用来抑制外界干扰、建模误差等因素的影响. $C_M(z)$ 和 $C_R(z_s)$ 共同完成完全跟踪的功能. $L(t)$ 是一个提升环节, 它按照采样周期 T_s 依次输出其输入向量 $u[i]$ 中的每个元素 $u_k[i]$, 如式(3)(4)所示, 其中 $k = 1, 2, \dots, n$. 这是一个MISO的环节, 用于将MIMO的控制器与SISO的对象链接起来. $P_c(s)$ 是连续的被控对象, S_M 代表采样, H_M 代表保持器.

$$u[i] = [u_1[i], u_2[i], \dots, u_k[i], \dots, u_n[i]]^T, \quad (3)$$

$$L(t)u[i] = u_k[i], \quad t = kT_s. \quad (4)$$

对于一般的多速率采样系统, 系统中存在3个周期: 指令输入周期 T_r 、控制量输入周期 T_u 、系统反馈采样周期 T_y . 在转台系统中, 通常存在式(5)的关系. 即系统分为以 T_s 为采样周期的短周期部分和以 T_r 为采样周期的长周期部分.

$$T_r > T_u = T_y = T_s. \quad (5)$$

2.2 飞行仿真转台完全跟踪控制器设计方法(Design method of PTC for flight simulator)

设转台系统在工作频段上的可控标准型实现状态空间模型为(6), 按采样周期 T_s 进行离散化得到离散状态方程(7). 若 $T_r = nT_s$, n 为被控对象状态变量的个数, 即被控对象的阶数, 则系统按 T_s 离散化的状态方程按式(8)(9)可以转化为式(10)按 T_r 为采样周期

来表示(注意不是按 T_r 离散化):

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}(t) = A_c \mathbf{x}(t) + b_c u(t), \\ y(t) = c_c \mathbf{x}(t), \end{cases} \quad (6)$$

$$\begin{cases} \mathbf{x}[k+1] = A_s \mathbf{x}[k] + b_s u[k], \\ y[k] = c_s \mathbf{x}[k], \end{cases} \quad (7)$$

$$\begin{cases} \mathbf{x}_2[i] = A_s \mathbf{x}_1[i] + b_s u_1[i], \\ \mathbf{x}_3[i] = A_s \mathbf{x}_2[i] + b_s u_2[i] = \\ A_s^2 \mathbf{x}_1[i] + A_s b_s u_1[i] + b_s u_2[i], \\ \vdots \\ \mathbf{x}_n[i] = A_s^{n-1} \mathbf{x}_1[i] + A_s^{n-2} b_s u_1[i] + \cdots + \\ b_s u_{n-1}[i], \end{cases} \quad (8)$$

$$\begin{cases} y_1[i] = c_s \mathbf{x}_1[i], \\ y_2[i] = c_s \mathbf{x}_2[i] = c_s A_s \mathbf{x}_1[i] + c_s b_s u_1[i], \\ \vdots \\ y_n[i] = c_s A_s^{n-1} \mathbf{x}_1[i] + c_s A_s^{n-2} b_s u_1[i] + \cdots + \\ c_s b_s u_{n-1}[i], \end{cases} \quad (9)$$

$$\begin{cases} \mathbf{x}[i+1] = A \mathbf{x}[i] + B \mathbf{u}[i], \\ \mathbf{y}[i] = C \mathbf{x}[i] + D \mathbf{u}[i], \end{cases} \quad (10)$$

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_s^n & A_s^{n-1} b_s & A_s^{n-2} b_s & \cdots & A_s b_s & b_s \\ c_s & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ c_s A_s & c_s b_s & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ c_s A_s^{n-1} & c_s A_s^{n-2} b_s & c_s A_s^{n-3} b_s & \cdots & c_s b_s & 0 \end{bmatrix}, \quad (11)$$

$$\mathbf{y}[i] = [y_1[i], y_2[i], \cdots, y_k[i], \cdots, y_n[i]]^T. \quad (12)$$

其中 $\mathbf{u}[i]$ 如式(3)所述, 其余各项如式(11)(12). 若不考虑外界干扰、建模误差等因素, 即系统处于理想条件下, 由式(10)可以得到式(13):

$$(I - z^{-1}A) \mathbf{x}[i+1] = B \mathbf{u}[i]. \quad (13)$$

则当 $\mathbf{u}[i] = B^{-1}(I - z^{-1}A) \mathbf{x}_d[i+1]$ 时, 可以实现系统状态对期望状态的完全跟踪. 其中 $\mathbf{x}_d[i+1]$ 是下一时刻的系统期望状态, 即

$$\mathbf{x}[i] = \mathbf{x}_d[i]. \quad (14)$$

在实际系统中, 因为系统中必然存在着建模误差、干扰等因素, 控制效果会受到影响. 因此, 图1中的鲁棒控制器 $C_R(z_s)$ 是必须的. 其意义在于保证系统对干扰等因素的灵敏度足够小, 从而保证在实际应用中的控制效果.

设计 $C_R(z_s)$ 时, 首先针对对象的连续模型, 采用 H_∞ 方法设计控制器 $C_R(s)$. 再按短周期 T_s 进行双线性变换得到 $C_R(z_s)$. 设计完成后的 $C_R(z_s)$ 同样按照式(8)(9)的方法, 表示为 T_r 周期下的 $C_R(z)$. 考虑鲁棒控制器 $C_R(z)$, 则完全跟踪控制策略中的前馈控制器 $C_M(z)$ 可以描述为式(15)所示的 n 输入 n 输出的脉冲传递函数矩阵的形式:

$$\begin{aligned} C_M(z) &= B^{-1}(I - z^{-1}A) - C_R(z)z^{-1}C = \\ &C_{M0}(z) - C_R(z)z^{-1}C. \end{aligned} \quad (15)$$

3 稳定性与跟踪精度分析(Stability and tracking precision analysis)

3.1 稳定性分析(Stability analysis)

由式(15), 并考虑到系统中存在建模误差、外界干扰以及测量噪声等因素. 图1可以变换为图2所示的形式.

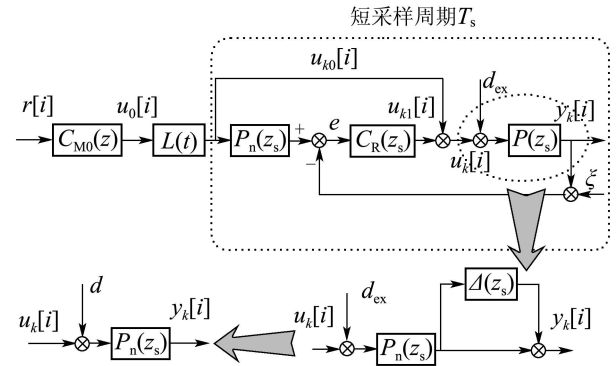


图2 控制结构的变形

Fig. 2 Structure changing of the controller

图中: $P(z_s)$ 为考虑乘性摄动的被控对象离散模型如式(16); $P_n(z_s)$ 为名义模型或辨识模型; d_{ex} 为外部干扰力矩; d 为等效干扰力矩, 它包含了建模误差和外界干扰等因素如式(17); ξ 表示传感器测量噪声.

$$P(z_s) = P_n(z_s)[1 + \Delta(z_s)], \quad (16)$$

$$d = \Delta(z_s)u_k[i] + [1 + \Delta(z_s)]d_{ex}, \quad (17)$$

$$u_{k0}[i] = L(kT_s)B^{-1}(I - z^{-1}A)x_d[i+1], \quad (18)$$

$$u_k[i] = u_{k0}[i] + u_{k1}[i]. \quad (19)$$

由 $C_{M0}(z)$ 的构造式(15)可知, $C_{M0}(z)$ 矩阵中各个元素的分子都为1, $C_{M0}(z)$ 必然是稳定的. 因此系统的稳定性只由短周期部分决定.

文献[22, 23]提出了一种鲁棒内回路补偿器(RIC)控制结构. 从图2中可以发现, 本文完全跟踪控制结构中短周期部分为一个标准的RIC结构. 因此, 可以利用RIC的一些结论对短周期部分进行分析. 对于图2所示的系统, 系统输出可以表示为下式:

$$\begin{aligned} y_k[i] &= P_n(z_s)u_{k0}[i] + \\ &[1 + P_n(z_s)C_R(z_s)]^{-1}P_n(z_s)d - \end{aligned}$$

$$[1 + P_n(z_s)C_R(z_s)]^{-1}P_n(z_s)C_R(z_s)\xi. \quad (20)$$

对于短周期部分而言, 各环节都是SISO的实有理脉冲传递函数. 系统的灵敏度函数与补灵敏度函数可以描述为式(21)(22):

$$S(z_s) = \frac{1}{1 + P_n(z_s)C_R(z_s)}, \quad (21)$$

$$T(z_s) = \frac{P_n(z_s)C_R(z_s)}{1 + P_n(z_s)C_R(z_s)}. \quad (22)$$

由RIC的分析方法, 根据小增益定理, 短周期部分的鲁棒稳定条件为式(23). 因此, 整个系统的鲁棒稳定性仅由控制器 $C_R(z_s)$ 决定, 鲁棒稳定条件为式(23). 满足这一准则的系统必然是鲁棒稳定的.

$$|\Delta(j\omega)| < \frac{1}{|T(j\omega)|}. \quad (23)$$

若 W_2 为不确定项 Δ 的加权函数(24), 则系统设计的鲁棒稳定准则为式(25):

$$|W_2(j\omega)| > |\Delta(j\omega)|, \quad (24)$$

$$\|W_2(j\omega)T(j\omega)\|_\infty < 1. \quad (25)$$

3.2 跟踪精度分析(Tracking precision analysis)

由式(13)可知系统处于理想条件时跟踪误差为零, 完全跟踪能够得以实现. 而对于实际系统, 等效干扰 d , 测量噪声 ξ 都是不可忽略的影响因素. 由式(20), 系统的动态跟踪误差 $e[i]$ 可用式(26)分析.

任何伺服系统的工作频段通常都为低频范围, 为保证系统的鲁棒性条件(25), 避免对高频动态的激励, 式(27)是一条普遍的设计准则.

将式(27)代入式(26)可知, 在低频范围内, 系统的动态跟踪误差主要由噪声造成. 控制精度受测角系统限制. 在采用光电编码器作为测角原件的系统中, 控制精度集中受到光电编码器分辨率和计算机的舍入误差的限制. 系统最高能够达到的跟踪精度即到分辨率为止. 但相比较而言, 采用近似逆模型构造的前馈控制器, 如ZPETC等还要在噪声带来的跟踪误差上再叠加一项由于近似算法造成的误差. 因此本文采用的方法可以实现更高精度的动态跟踪.

$$\begin{aligned} e[i] &= P_n(z_s)u_{nT_s}[i] - y[i] = \\ &= -[1 + P_n(z_s)C_R(z_s)]^{-1}P_n(z_s)d + \\ &= [1 + P_n(z_s)C_R(z_s)]^{-1}P_n(z_s)C_R(z_s)\xi = \\ &= -S(z_s)P_n(z_s)d + T(z_s)\xi, \end{aligned} \quad (26)$$

$$\begin{cases} \text{在低频域: } |S(z_s)| \approx 0, |T(z_s)| \approx 1, \\ \text{在高频域: } |S(z_s)| \approx 1, |T(z_s)| \approx 0. \end{cases} \quad (27)$$

$S(z_s)$ 和 $T(z_s)$ 是由控制器 $C_R(z_s)$ 决定的. 因此, 在存在等效干扰和噪声的实际系统中, 只要 $C_R(z_s)$

的设计保证式(27)成立, 系统的动态跟踪精度就能够得到保证.

综上所述, 实际系统的稳定性和跟踪精度都是由控制器 $C_R(z_s)$ 决定的. 在设计 $C_R(z_s)$, 即设计 $C_R(s)$ 时, 应充分考虑到建模误差以及干扰的范围、工作频带等因素, 给予最优的设计, 使式(28)满足. 其中 $W_1(s)$ 为性能的加权函数. 这样, 控制器 $C_R(s)$ 的设计实质上转化为混合灵敏度优化问题. 在足够高的采样频率下离散 $C_R(s)$, 可使式(27)(23)满足. 从而保证系统具有足够的跟踪精度和鲁棒性.

$$\min_{C_R(s)} \left\| \frac{W_1(s)S(s)}{W_2(s)T(s)} \right\|_\infty < 1. \quad (28)$$

4 设计与实验(Design and experiments)

本文对某型三轴飞行仿真转台进行了控制器设计, 并进行了实验. 实验用转台的结构如图3所示.



图3 三轴飞行仿真转台系统

Fig. 3 Three-axis flight simulator system

实验设备由直流有刷电机驱动的转台台体以及数控系统组成. 控制计算机通过光电编码器获取各自由度的角位置信息; 控制量通过D/A转换器输出, 经PWM功率放大器驱动电机运转. 根据系统的物理特性, 转台的每个自由度都可以简化为用式(29)的名义模型来描述:

$$P_n(s) = \frac{1}{J_n s^2 + B_n s}. \quad (29)$$

其中: J_n 为等效惯量, B_n 为等效阻尼. 以转台的滚转轴为例, 利用伪随机噪声辨识的方法可以得到转台滚转轴的频率特性, 再通过频率特性的拟合, 可以辨识得到系统参数为 $J_n = 0.001053$, $B_n = 0.106316$. 建模误差 $|\Delta(j\omega)|$ 如图4(a)所示.

首先针对这一连续模型设计鲁棒控制器 $C_R(s)$. 加权函数 $W_1(s)$ 和 $W_2(s)$ 按文献[24]提供的方法选

取. 为保证跟踪性能, $W_1(s)$ 的选取应保证足够的闭环带宽和小的低频增益; 为保证鲁棒性, $|W_2(j\omega)|$ 应覆盖住 $|\Delta(j\omega)|$, 本文设计得到式(30)(31). $W_1(s)$ 和 $W_2(s)$ 的幅频特性如图4(a)所示. 再利用加权函数和对象模型设计 H_∞ 控制器得式(32). 从而得到系统的灵敏度与补灵敏度函数的幅频特性 $|S(s)|$ 和 $|T(s)|$ 如图4(b)所示. 可见设计后的控制器满足式(27), 系统的精度和稳定性都能够得到保证.

$$W_1(s) = \frac{0.99s + 200}{s + 0.001}, \quad (30)$$

$$W_2(s) = \frac{0.000049s^2 + 0.049s + 1}{1.5}, \quad (31)$$

$$C_R(s) = \frac{9.613 \times 10^3 s^2 + 9.706 \times 10^5 s - 1.93 \times 10^{-7}}{s^3 + 1.136 \times 10^3 s^2 + 1.636 \times 10^5 s + 163.6}. \quad (32)$$

接着确定系统中的采样周期. 设仿真机发送指令的周期为2 ms, 由于选取的名义模型为二阶系统, 由 $T_s = T_r/n$, 则完全跟踪控制器的短周期部分控制周期为1 ms. 代入参数, 将式(29)离散化得到式(33).

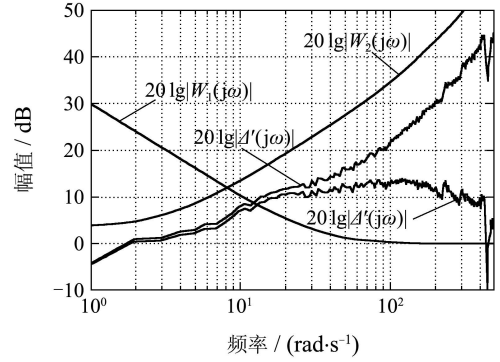
$$P_n(z_s) = \frac{4.5925 \times 10^{-4}(z_s + 0.9669)}{(z_s - 1)(z_s - 0.904)}. \quad (33)$$

在应用中, 若仿真机发送指令周期更长, 例如5 ms. 则对于采用二阶名义模型来描述的转台, 控制周期需为2.5 ms. 而控制周期的延长会造成鲁棒控制器 $C_R(z_s)$ 效果的减弱, 会折损一定的精度. 若要提高转台控制周期, 则必须要提高名义模型的阶数. 自然的处理办法是采用串联各阶低通滤波器的名义模型. 如串联的三阶滤波器 $(\tau s + 1)^{-3}$, 则被控对象的连续模型变为式(35)的5阶模型, 可以保证控制周期仍为1 ms.

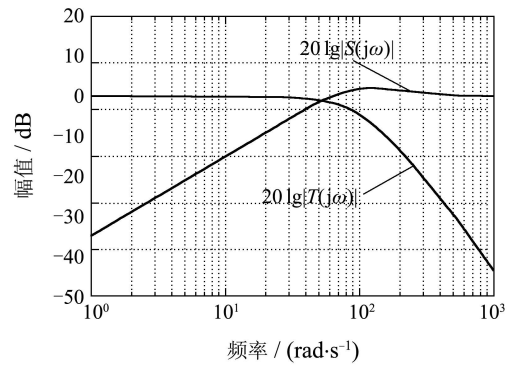
取截止频率为800 rad/s则 $\tau = 0.00125$, 增高阶数后建模误差如图4(a)中的 $|\Delta'(j\omega)|$ 所示. 增高阶数的名义模型的建模误差在低频范围内没有大的改变, 高频范围变化较大但仍在加权函数的范围内, 不会对性能造成大的影响. 代入参数离散后得式(35). 离散后出现了单位圆外的零点-15.66和-1.549, 模型表现出了非最小相位特性. 这就涉及到下面要讨论的状态变量的选取问题.

$$P_n(s) = \frac{1}{(J_n s^2 + B_n s)(\tau s + 1)^3}, \quad (34)$$

$$P_n(z_s) = \frac{2.699 \times 10^{-6}(z_s + 15.66)}{(z_s - 1)(z_s - 0.904)(z_s - 0.449)} \cdot \frac{(z_s + 1.549)(z_s + 0.281)(z_s + 0.0277)}{(z_s - 0.449)(z_s - 0.449)}. \quad (35)$$



(a) 建模误差与加权函数



(b) 灵敏度与补灵敏度

图4 建模与鲁棒控制器设计

Fig. 4 Modeling and robust controller design

最后进行 $C_{M0}(z)$ 的设计. 由第2节的论述可知, $C_{M0}(z)$ 的设计的关键是求对象的离散状态空间模型. 值得注意的问题是, 虽然理论上无论怎样选择状态变量, 都可以实现系统状态对期望状态的完全跟踪. 但是状态变量的选取不当会造成控制器设计的不合理, 控制器输出会大幅波动, 这是难以在实际系统中实现的. 文献[25]提出了一种状态变量的生成方法. 在离散系统(36)中应用这一方法得(37). 则必须保证系统最小相位. 而从上面的分析可知对于飞行仿真系统, 随着仿真机步长的增大, 为保证控制效果必须提高模型的阶数. 而要保证其最小相位是非常困难的.

$$P_n(z_s) = \frac{b_m z_s^m + b_{m-1} z_s^{m-1} + \cdots + b_0}{z_s^n + a_{n-1} z_s^{n-1} + \cdots + a_0}, \quad (36)$$

$$\begin{bmatrix} x_{1d}[i] \\ x_{2d}[i] \\ \vdots \\ x_{nd}[i] \end{bmatrix} = \frac{1}{b_m z_s^m + \cdots + b_0} \begin{bmatrix} 1 \\ z_s \\ \vdots \\ z_s^{n-1} \end{bmatrix} y_d[i]. \quad (37)$$

文献[26]提出了一种针对非最小相位的状态变量的生成方法. 但是该方法状态变量的选择是假设状态变量的一阶、二阶或三阶导数为零. 对于飞行仿真转台变加速度运动情况, 这样选取的状态变量并不具有物理意义. 实验发现对于转台系统, 采用该方法设计的控制器输出会剧烈波动.

在飞行仿真系统中, 由于仿真机解算飞行器数学模型时, 飞行器的全状态信息可知, 本文选择有物理意义的状态变量的可控型实现来进行控制器的设计. 这样, 对状态连续时域的空间模型直接按照式(38)变换得到的离散状态空间模型, 其状态具有同样的物理意义. 由于一个有物理意义的物理系统的状态无法突变, 因此可以保证利用这样的状态方程设计的控制器的输出光滑无突变, 且不受模型阶数的限制.

$$A_s = e^{A_c T_s}, b_s = \int_0^{T_s} e^{A_c \tau} b_c d\tau, c_s = c_c. \quad (38)$$

实验选择的指令周期为2 ms, 控制周期1 ms, 被控对象名义模型为二阶模型. 因此选择转台的角位置和角速度作为状态变量. 设计得到的控制器如下:

$$C_{M0}(z) = B^{-1}(I - z^{-1}A), \quad (39)$$

$$A = \begin{bmatrix} 1 & 0.0018 \\ 0 & 0.8171 \end{bmatrix}, B^{-1} = \begin{bmatrix} 1106.7 & -0.6 \\ -1000.4 & 1.6 \end{bmatrix}, \quad (40)$$

$$C_R(z_s) = \frac{3.139z_s^3 - 2.837z_s^2 - 3.139z_s + 2.837}{z_s^3 - 2.192z_s^2 + 1.486z_s - 0.294}. \quad (41)$$

实验时, 选择系统要跟踪的指令为幅值0.5°、频率分别为1 Hz、4 Hz和7 Hz的正弦位置信号. 则对于本文的多速率采样控制而言, 取输入指令分别为

$$\mathbf{r}(i) = \mathbf{x}_d(i+1) = \begin{bmatrix} 0.5 \sin(2\pi i) \\ \pi \cos(2\pi i) \end{bmatrix}, \quad (42)$$

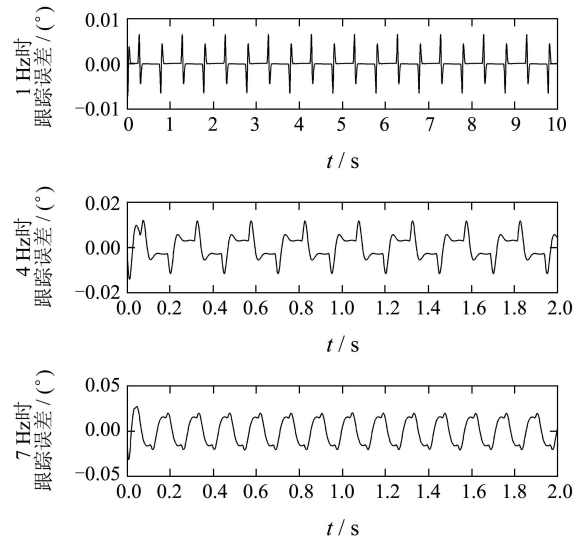
$$\mathbf{r}(i) = \mathbf{x}_d(i+1) = \begin{bmatrix} 0.5 \sin(8\pi i) \\ 4\pi \cos(8\pi i) \end{bmatrix}, \quad (43)$$

$$\mathbf{r}(i) = \mathbf{x}_d(i+1) = \begin{bmatrix} 0.5 \sin(14\pi i) \\ 7\pi \cos(14\pi i) \end{bmatrix}. \quad (44)$$

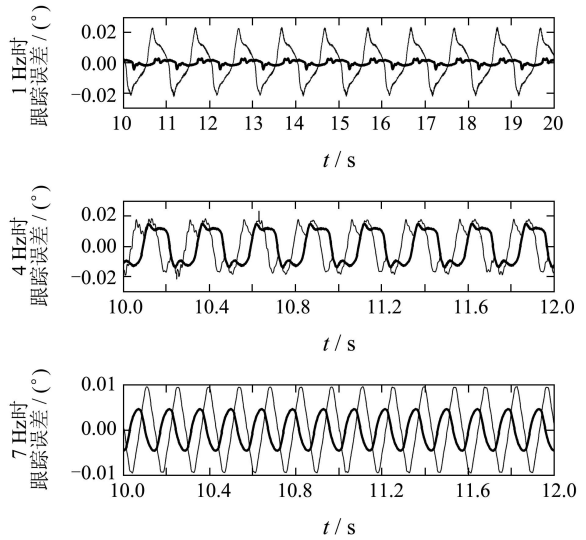
先在MATLAB环境下进行仿真实验. 用辨识得到的参数并引入 $J = 1.1J_n$, $B = 1.2B_n$ 的建模误差以及摩擦干扰, 得到3种频率输入信号下的动态跟踪误差如图5(a)所示. 从图中可以看出, 系统的跟踪误差很小.

再在实际系统中进行实验. 控制器的实现方法是按图2所示的结构, 用C++语言在DOS系统Borland C++环境下编程实现. 将光电编码器读数与控制指令比较, 得到跟踪误差如图5(b)所示. 图中: 粗实线为PTC, 细实线为ZPETC.

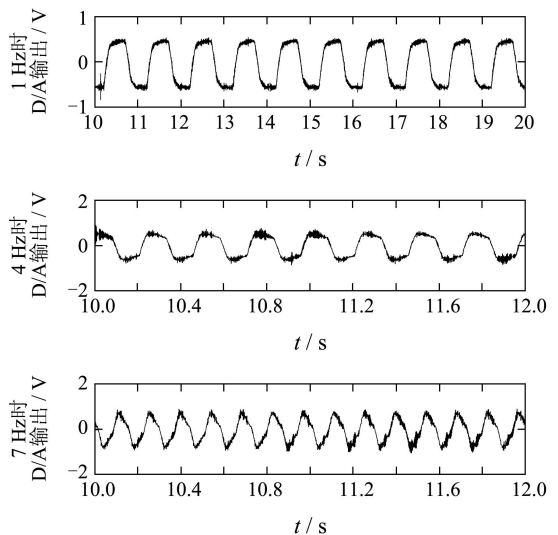
为了进行对比, 针对同一被控对象, 采用基于Pade近似的零相差前馈进行控制, 控制周期为1 ms. 可以看出, 本文的设计飞行仿真转台完全跟踪控制器的跟踪精度要高于零相差前馈的跟踪精度, 动态响应7 Hz下仍然具有适当的跟踪精度, 有效地拓展了系统的频带. 实验结果与仿真结果一致.



(a) 仿真实验的跟踪误差



(b) 实际系统的跟踪误差



(c) D/A转换器输出电压

图5 实验结果

Fig. 5 Experimental results

实验过程中测得的系统中D/A转换器的输出电压如图5(c)所示. 可见, 控制量没有大幅度的剧烈跳变, 也没有超出D/A转换的限幅. 系统中的建模误差、外界非线性干扰、测量噪声等因素, 由于鲁棒控制器的作用在控制量上表现了出来. 该结果表明了本文设计的控制器可以可靠地进行实际应用.

5 结论(Conclusion)

本文基于多速率采样理论, 对飞行仿真转台完全跟踪控制器的设计方法进行了论述. 介绍了控制器的设计方法, 并分析了该控制方案的稳定性与跟踪精度问题. 以某型飞行仿真转台为例, 对实际系统进行了设计与实验. 实验结果显示了该方法的有效性.

设计中采用的算例为仿真机发送指令周期为2 ms, 控制周期1 ms的情况. 在此基础上还讨论了当仿真机步长增大, 而要保持转台控制周期不变的情况下的一种处理方法. 此外由于状态变量的选择直接关系着控制器的实现问题, 状态变量选取不当会导致控制器无法在实际系统中应用, 本文在设计中还讨论了状态变量的选择标准与方法.

参考文献(References):

- [1] 赵霞, 姚郁, 方强. 递归辨识方法在转台伺服系统调试中的应用研究[J]. 控制理论与应用, 2002, 19(2): 229 – 234.
(ZHAO Xia, YAO Yu, FANG Qiang. The study on the hierarchical identification method in the debugging of turntable servo system[J]. *Control Theory & Applications*, 2002, 19(2): 229 – 234.)
- [2] TOMIZUKA M. Zero phase error tracking algorithm for digital control[J]. *ASME Journal of Dynamics System, Measurement and Control*, 1987, 109(1): 65 – 68.
- [3] TUNG E D, URUSHISAKI Y, TOMIZUKA M. An algorithm for high-speed control of machine tools[C] // *Proceedings of the 1993 American Control Conference*. Evanston, IL: American Automatic Control Council, 1993: 1966 – 1970.
- [4] PARK H S, CHANG P H, LEE D Y. Concurrent design of continuous zero phase error tracking controller and sinusoidal trajectory for improved tracking control[J]. *Journal of Dynamic Systems Measurement and Control-Transactions of the ASME*, 2001, 123(1): 127 – 129.
- [5] KOIDE D, TOKUMARU H, OHISHI K, et al. High-speed tracking servo using zero phase error tracking-feed-forward method for professional-use optical disks over 10000 rpm[J]. *Japanese Journal of Applied Physics*, 2007, 46(6B): 3765 – 3770.
- [6] WANG L M, JIN F Y, SUN Y B. Contour control for direct drive XY table[C] // *International Conference on Mechatronics and Automation*. New York: IEEE, 2009: 4919 – 4923.
- [7] 刘强, 尔联洁. 高精度伺服系统基于Pade近似的数字前馈控制器[J]. 机床与液压, 2004, 32(11): 31 – 32, 62.
(LIU Qiang, ER Lianjie. Digital feedforward control based on pade approximation[J]. *Machine Tool and Hydraulics*, 2004, 32(11): 31 – 32, 62.)
- [8] ZHAO X M, WANG Q D, WANG L M. The application of ZPETC based on optimal design of L2-norm in servo tracking control[C] // *The 6th World Congress on Intelligent Control and Automation*. New York: IEEE, 2006: 2146 – 2150.
- [9] KOIDE D, TAKANO Y, TOKUMARU H, et al. High-speed tracking servo of modified ZPET-feedforward control for optical disk drives[C] // *The 35th Annual Conference of IEEE on Industrial Electronics*. Piscataway, NJ: IEEE, 2009: 3106 – 3111.
- [10] CHENG S, CHOU P C. Adaptive ZPETC method for dual-stage actuator controller design in miniaturized optical disc drive[C] // *IEEE 14th International Mixed-Signals, Sensors, and Systems Test Workshop*. New York: IEEE, 2008: 44 – 49.
- [11] YEH S, HSU P. An optimal and adaptive design of the feedforward motion controller[J]. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 1999, 4(4): 428 – 439.
- [12] FUJIMOTO H, KAWAMURA A. Perfect tracking digital motion control based on two-degree-of-freedom multirate feedforward control[C] // *Proceedings of the 5th International Workshop on Advanced Motion Control*. New York: IEEE, 1998: 322 – 327.
- [13] FUJIMOTO H, HORI Y, KAWAMURA A. Perfect tracking control based on multirate feedforward control with generalized sampling periods[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2001, 48(3): 636 – 644.
- [14] FUJIMOTO H, FUKUSHIMA K, NAKAGAWA S. Short-span seeking of HDD by vibration suppression PTC based on controllable canonical realization[C] // *The 2005 IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics*. New York: IEEE, 2005: 7 – 12.
- [15] FUJIMOTO H, FUKUSHIMA K, NAKAGAWA S. Vibration suppression short-span seeking of HDD with multirate feedforward control[C] // *Proceedings of the 2006 American Control Conference*. New York: IEEE, 2006: 582 – 587.
- [16] ABE H, FUJIMOTO H. Multirate perfect tracking control of single-phase inverter with inter sampling for arbitrary waveform[C] // *Proceedings of the 4th Power Conversion Conference*. Piscataway, NJ: IEEE, 2007: 810 – 815.
- [17] MIYAZAKI T, OHISHI K, SHIBUTANI I, et al. Perfect tracking control based on prediction of reference for high speed optical disc system[C] // *Proceedings of the 33th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. New York: IEEE, 2007: 345 – 350.
- [18] SASAJIMA K, FUJIMOTO H. 6 DOF multirate visual servoing for quick moving objects[C] // *Proceedings of the 2007 American Control Conference*. Piscataway, NJ: IEEE, 2007: 1538 – 1543.
- [19] NAKAI T, FUJIMOTO H. Harmonic current suppression method of SPM motor based on repetitive perfect tracking control with speed variation[C] // *Proceedings of the 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society*. Piscataway, NJ: IEEE, 2008: 1210 – 1215.
- [20] SATO K, FUJIMOTO H. Proposal of current control for single-phase active filter based on multirate PWM[C] // *Proceedings of the 34th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. Piscataway, NJ: IEEE, 2008: 3155 – 3160.
- [21] SAKATA K, FUJIMOTO H. Perfect tracking control of servomotor based on precise model considering current loop and PWM hold[J]. *Electrical Engineering in Japan*, 2009, 166(4): 64 – 72.