

文章编号 1004-924X(2013)07-1771-09

航空相机扫描镜系统的线性近似模型辨识

李 军*, 修吉宏, 黄 浦, 李友一

(1. 中国科学院 长春光学精密机械与物理研究所

中国科学院航空光学成像与测量重点实验室, 吉林 长春 130033)

摘要:为深入认识摩擦对航空相机扫描镜系统频率响应特性的影响,获得更准确描述该系统真实动态的模型,使用随机相位多正弦信号测量了扫描镜系统的频率响应特性并进行了线性近似参数模型辨识。首先,介绍扫描镜系统辨识的实验平台与激励信号选择。然后,使用奇-奇频率随机相位多正弦信号分别测量扫描镜系统在非激励频率处和激励频率处的输出对输入信号幅值的依赖,从而定量评估摩擦非线性的影响。最后,基于信号采样均值及噪声采样方差、协方差估计辨识了扫描镜系统线性近似参数模型。实验结果表明,扫描镜系统的摩擦非线性主要出现在奇频率处,高于噪声 10 dB;系统的频率响应特性随输入信号幅值不同而各异,在低于 20 rad/s 频率区该差别尤为显著。由于摩擦非线性影响,扫描镜系统需要使用 3 阶模型描述;与正弦扫描方法相比,基于多正弦信号激励获得的参数模型可更好地描述扫描镜系统真实动态特性。得到的结果为控制器的设计奠定了基础。

关键词:航空相机;扫描镜;摩擦;随机相位多正弦;线性近似模型;系统辨识

中图分类号:V447.3;TP391 **文献标识码:**A **doi:**10.3788/OPE.20132107.1771

Identification of linear approximation for scanning mirror system of aerial camera

LI Jun*, XIU Ji-hong, HUANG Pu, LI You-yi

(1. *Key Laboratory of Airborne Optical Imaging and Measurement, Changchun Institute of Optics, Fine Mechanics and Physics, Chinese Academy of Sciences, Changchun 130033, China*)

* *Corresponding author, E-mail: junly8076@163.com*

Abstract: To know the effect of friction on the frequency response of Scanning Mirror System(SMS) in an aerial camera and to provide a model for describing the real dynamic of the SMS more exactly, the random phase multi-sine exciting signal was used to detect the feature of frequency response of the SMS and to identify a linear approximate parameter model. Firstly, the experiment setup for SMS identification was introduced and the exciting signal was selected. Then, the odd-odd frequency random phase multi-sine signal was used to measure the dependence of output of system at the non-excited frequency and excited frequency on the input signal, and to evaluate the nonlinear effect of friction quantitatively. Finally, an estimation method based on the sample mean value of signal and sample noise (co-)variances was used to identify the linear approximate parameter model of SMS. The experimental results indicate that the friction nonlinearity in the SMS is mainly located at the odd frequency, 10 dB above the noise. The frequency response of SMS varies under the different amplitudes of input signal,

收稿日期:2013-01-23;修订日期:2013-02-28.

基金项目:国家 863 高技术研究发展计划资助项目(No. 2010AA010102)

and the difference is obvious especially below 20 rad/s. Because of the effect of friction, the SMS should be described by a 3-order parameter model. Compared with sine-swept method, the parameter model based on multi-sine signal is better in describing the real dynamic feature of the SMS. Obtained results can provide the base for designing of controllers.

Key words: aerial camera; scanning mirror friction; random phase multi-sine; linear approximation model; system identification

1 引言

机载成像系统工作时,由于载体与目标景物之间的相对运动,拍摄的图像会存在运动像移^[1],而侦察图像清晰度的提高取决于像移补偿技术的进步^[2]。航空相机中扫描镜系统用于补偿载机飞行前向像移和俯仰像移,为提高其控制精度,需建立能真实反映扫描镜系统运动特性的参数模型。受摩擦等非线性因素影响,已有的针对线性系统辨识的方法在扫描镜模型辨识中受到很大限制。但建立系统的非线性模型是非常复杂、费时的的工作,且很多控制器设计方法不易扩展到非线性模型。另一方面当系统中非线性因素不明显时,基于线性近似模型设计的控制器性能与基于非线性模型设计的控制器性能相差不多^[3]。因此,研究系统的线性近似模型辨识具有重要的工程应用价值。

航空相机扫描镜系统转动范围小且存在轴系摩擦,限制了很多辨识方法在该系统的应用。使用正弦扫描方法建模无法准确获得扫描镜系统低频特性^[4],而使用伪随机二进制序列方法辨识扫描镜系统,获取的模型很难通过残差白噪声测试,导致辨识模型阶数过高,不易进行控制器设计。

针对实际系统普遍存在非线性因素的现象, Johan Schoukens 等提出了使用随机相位多正弦信号辨识系统线性近似模型的理论。该理论指出系统非线性影响分为系统贡献和统计贡献,使用随机激励信号的多个不同实现进行激励,通过频域数据的平均可使系统非线性统计贡献的数学期望值趋于 0,获得系统的最佳线性近似模型^[5]。使用随机相位多正弦信号进行系统辨识主要存在三方面的优点:(一)通过一次测量同时获得系统多个频率点的响应信息,大大节省实验测量时间;(二)给出系统受非线性影响程度及系统噪声水平的量化评估,为可否在线性理论框架下进行控制

器设计提供决策依据;(三)给出系统的线性近似模型,为控制器设计提供基础。因此,基于随机相位多正弦信号的辨识在各个领域得到广泛应用。在系统的非线性检测方面,该方法已用于开关电源非线性频率响应函数测量、非线性通讯通道估计、高精度运动平台的非线性程度估计和音频传感器膜振动的非线性影响测量^[6-9];在化工应用方面,该方法用于生物阻抗测量、化学反应过程辨识、金属有机镀膜分析、镀层钢板腐蚀检测及电化学阻抗检测^[10-14]。此外,随机相位多正弦信号还用于飞机翼片损坏程度的早期检测^[15]。

本文使用随机相位多正弦激励信号对扫描镜系统非线性影响程度进行量化评估,并辨识系统的线性近似模型。第 2 部分介绍实验平台构成及激励信号选择,第 3 部分对扫描镜系统中的非线性影响程度进行评估,第 4 部分给出扫描镜系统线性近似模型辨识方法,并与正弦扫描方法获得模型进行比较,第 5 部分对研究成果进行总结。

2 实验平台与激励信号选择

2.1 扫描镜系统

某航空相机扫描镜系统主要由同轴力矩电机、扫描镜、扫描镜陀螺、俯仰陀螺、功率级及支撑座组成,如图 1 所示。本文对扫描镜系统中的功

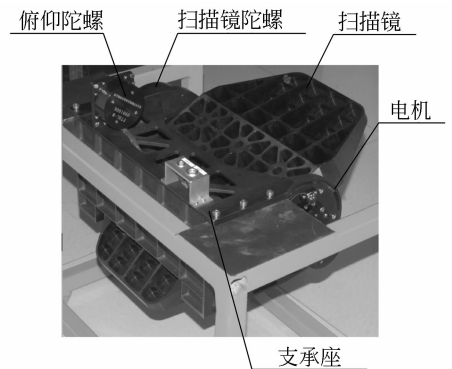


图 1 扫描镜系统实物

Fig. 1 Scanning mirror system

率级、力矩电机、扫描镜及扫描镜陀螺 4 个部分构成的系统进行辨识。

扫描镜系统的功率级选用 H 桥式电路,使用单极 PWM 方式驱动。功率级的输入量为 PWM 占空比,它同时也是被辨识系统的输入。为便于分析,引入等效输入电压的概念,将功率级输入端的占空比转换为电压进行描述。等效输入电压 u_{eq_in} 定义为 PWM 信号占空比 $Duty$ 与 PWM 电平幅值 u_{PWM} 的乘积。

2.2 激励信号

系统辨识的输入信号为 DSP 产生的多个不同频率成分的多正弦信号,输出信号为扫描镜的转速,对输入输出信号进行傅里叶变换得到频域辨识数据 $U(k)$ 和 $Y(k)$ 。图 2 中的 $m_u(t)$ 和 $m_y(t)$ 为输入输出测量噪声, $n_p(t)$ 为系统运行过程中其他外部扰动。辨识的激励信号可直接从 DSP 内存中获取,不存在测量噪声,故 $m_u(t)=0$ 。

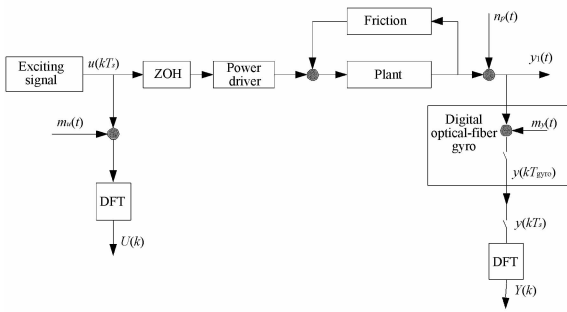


图 2 系统辨识数据采集框图

Fig. 2 Diagram of data collection for system identification

随机相位多正弦信号由相位随机分布的多个不同频率成分正弦信号构成,如式(1)所示。

$$u_F(t) = \sum_{k=-F}^F U_k \cdot e^{j2\pi(f_{max}/F)kt}, \quad (1)$$

其中:系数 U_k 满足复共轭对称关系,即 $U_k = \overline{U_{-k}} = |U_k| e^{j\varphi_k}$; f_{max} 是激励信号中的最大频率, F 是激励信号频率分量数,基频 $f_0 = f_{max}/F$; 相位 φ_k 在 $[0, 2\pi)$ 范围内符合独立均匀分布^[5]。随机相位多正弦信号的频率成分和功率谱幅值可依据需求任意设置,当测量数据长度为信号周期整数倍时,该信号能非常好地实现预定功率谱幅值。

感兴趣的扫描镜系统频率为 $0 \sim 20$ Hz,因此选择激励信号的最大频率为 $f_{max} = 20$ Hz,频率分量数为 $F = 200$,基频为 $f_0 = 0.1$ Hz。为同时进

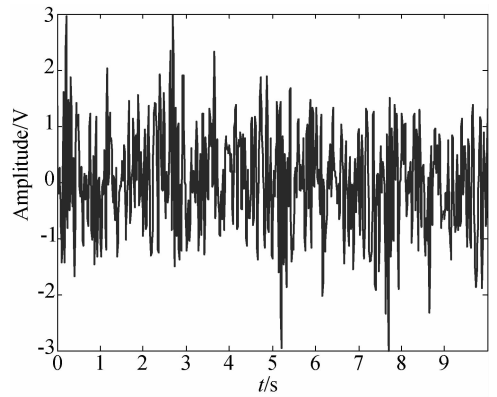


图 3 激励信号时域波形

Fig. 3 Wave form of exiting signal in time domain

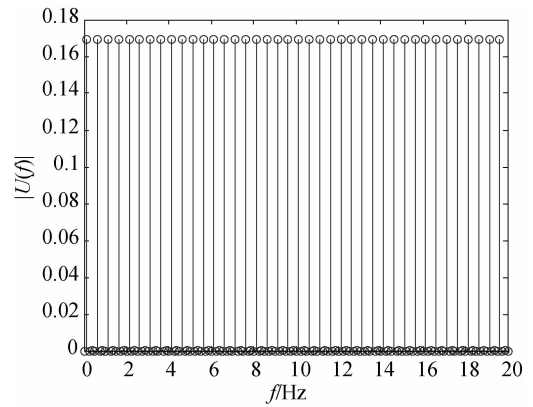


图 4 激励信号傅里叶变换谱

Fig. 4 FFT spectrum of exciting signal

行系统非线性评估和参数模型辨识,辨识输入信号只在基频 f_0 的 $4k+1$ 倍处存在激励,称其为奇-奇频率激励信号^[16],分别定义 $(4k+1)f_0$ 为激励奇频率, $(4k+2)f_0$ 、 $(4k+4)f_0$ 为非激励偶频率, $(4k+3)f_0$ 为非激励奇频率。图 3 和图 4 分别给出了奇-奇频率激励信号某一次实现的时域波形及傅里叶变换谱。系统功率级允许的最大等效输入电压幅值为 3.3 V,故选择激励信号等效电压幅值为 -3 V \sim $+3$ V。从图 4 中可以看出激励信号能量只存在于 $(4k+1)f_0$ 频率处,且在感兴趣频率范围内不同激励频率处信号功率相同。

3 扫描镜系统非线性测量

施加奇-奇频率多正弦激励信号时,理想线性系统只在激励频率处存在输出分量,在非激励频

率处输出应为 0;另外,理想线性系统的频率响应函数与激励信号的幅值无关。因此,通过测量扫描镜系统在非激励频率处的输出及不同激励信号幅值下系统的频率响应函数,可了解其非线性信息。

首先,测量系统非激励频率处输出。使用随机多正弦奇-奇频率信号的某一次实现激励扫描镜系统,测量扫描镜输出转速 20 次,并使用傅里叶变换将其转换为频域数据。使用式(2)和式(3)分别计算出扫描镜系统不同频率处的输出均值及噪声方差。

$$\hat{Y}(k) = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M Y(k), \quad (2)$$

$$\hat{\sigma}_Y^2(k) = \frac{1}{M-1} \sum_{l=1}^M |Y^{[l]}(k) - \hat{Y}(k)|^2. \quad (3)$$

图 5 给出不同频率处扫描镜系统的输出及噪声谱。可以看出受到非线性因素影响,系统在非激励奇频率处存在明显输出,其影响程度高于噪声 10 dB,但在非激励偶频率处的系统输出值仅与噪声相当。在整个频率范围内,系统非线性影响平均水平低于激励处输出接近 20 dB。测量结果表明,扫描镜系统运动以线性特性为主,使用线性近似模型对扫描镜系统进行描述是可接受的。

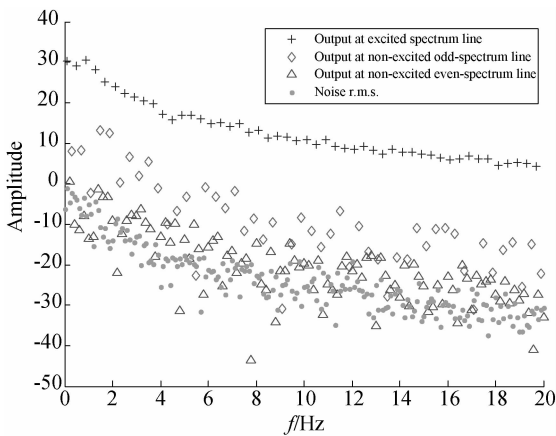


图 5 扫描镜系统输出谱

Fig. 5 Output spectrum of scanning mirror system

其次,使用不同幅值激励信号测量扫描镜系统的频率响应函数。随机选定多正弦信号的相位,并选择 3 个不同的信号幅值进行测量,每个幅值测量 20 次,通过式(4)可以对扫描镜系统的频率响应函数进行估计。

$$\hat{G}_R(j\omega_k) = \frac{1}{M} \sum_{l=1}^M \frac{Y^{[l]}(k)}{U^{[l]}(k)}. \quad (4)$$

由于随机相位多正弦激励信号幅值与白噪声相似,故使用均方根值表征信号幅值大小。图 6 给出信号均方根值分别为 0.543、1.266 和 1.809 V 对应的扫描镜系统频率响应函数测量结果。可以看出,受摩擦非线性因素的影响,在低于 20 rad/s 的频率区,扫描镜系统对激励信号幅值有较强的依赖性,但在高于此频率区的估计结果受激励信号幅值影响较小。通过比较可知,施加激励信号的幅值越大,频率响应函数测量结果与正弦扫描测试方法获得的结果越接近。因此,扫描镜系统的摩擦非线性的影响主要表现在 20 rad/s 以内的频率区内,且欲获得与正弦扫描测试相近结果应尽可能增大激励信号幅值。

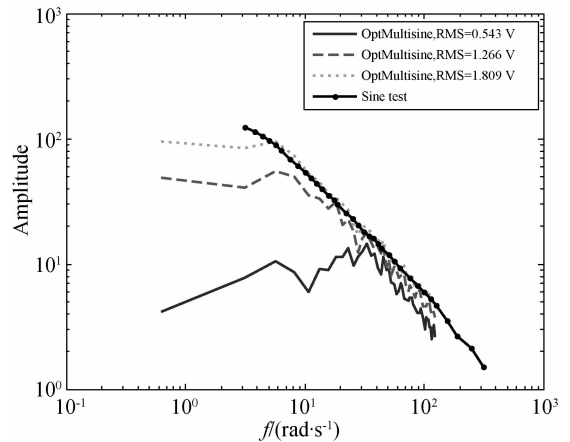


图 6 不同激励信号幅值下,系统频率响应函数

Fig. 6 System's FRF under different exciting amplitudes

4 线性近似参数模型辨识

扫描镜系统受到非线性因素的影响,其频率响应函数可分解为线性近似系统 $G_R(j\omega_k)$ 、非线性统计贡献 $G_S(j\omega_k)$ 及噪声 $N_G(j\omega_k)$ 3 个部分^[5], 如式(5)所示。线性近似系统 $G_R(j\omega_k)$ 中含有非线性产生的系统偏差误差 $G_B(j\omega_k)$,使其偏离原来的线性系统 $G_0(j\omega_k)$ 。使用随机相位多正弦信号的 M 个不同实现进行实验,对获得的频域数据进行平均计算可抑制系统非线性统计贡献影响,进而获得系统的线性近似模型 $G_R(j\omega_k)$ 。

$$G(j\omega_k) = G_R(j\omega_k) + G_S(j\omega_k) + N_G(j\omega_k). \quad (5)$$

4.1 基于信号及噪声方差估计的模型辨识

图7给出参数模型辨识的主要流程。首先使用随机相位多正弦信号不同激励被辨识系统,获得多组输入输出时域数据;其次使用离散傅里叶变换将时域数据变换为频率数据,并估计不同频率处的信号均值和噪声方差;然后选择参数模型并构建加权损失函数,通过参数估计计算出使损失函数取极小值的模型参数;最后通过模型校验判断获得的线性近似参数模型是否满足要求,如果仍存在未建模的动态信息,则提高模型复杂程度直到参数模型含有系统所有线性动态特性为止。

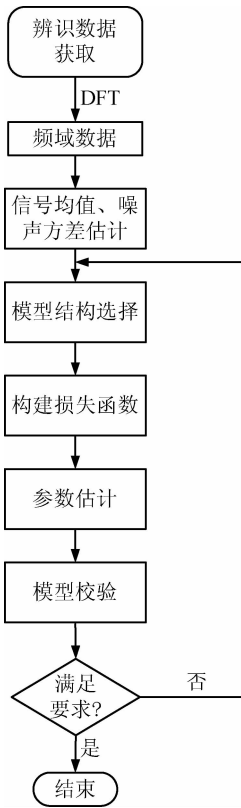


图7 参数模型辨识流程

Fig. 7 State flow of parameter model identification

设实验测得数据中含有加法噪声,则输入输出数据可用式(6)和式(7)表示。

$$Y(k) = Y_0(k) + N_Y(k), \quad (6)$$

$$U(k) = U_0(k) + N_U(k), \quad (7)$$

这里 $Y_0(k)$ 和 $U_0(k)$ 是未知的系统真值。频域数据 $U(k)$ 和 $Y(k)$ 构成复值向量 $Z^T(k) = [Y(k), U(k)]$ 。当噪声的均值为零时,使用式(8)~(12)可得到输入输出信号及噪声方差、协方差的渐进

无偏估计。

$$\hat{Y}(k) = \frac{1}{M} \sum_{l=1}^M Y^{[l]}(k), \quad (8)$$

$$\hat{U}(k) = \frac{1}{M} \sum_{l=1}^M U^{[l]}(k), \quad (9)$$

$$\hat{\sigma}_U^2(k) = \frac{1}{M-1} \sum_{l=1}^M |U^{[l]}(k) - \hat{U}(k)|^2, \quad (10)$$

$$\hat{\sigma}_Y^2(k) = \frac{1}{M-1} \sum_{l=1}^M |Y^{[l]}(k) - \hat{Y}(k)|^2, \quad (11)$$

$$\hat{\sigma}_{YU}^2(k) = \frac{1}{M-1} \sum_{l=1}^M (Y^{[l]}(k) - \hat{Y}(k))(U^{[l]}(k) - \hat{U}(k)). \quad (12)$$

扫描镜系统的参数模型选择为有理分式形式,辨识过程中需逐渐增加式(13)中的模型阶数 n_a 和 n_b 直到满足要求为止。

$$G(s, \theta) = \frac{B(s, \theta)}{A(s, \theta)} = \frac{b_0 + b_1 s + b_2 s^2 + \dots + b_{n_b} s^{n_b}}{a_0 + a_1 s + a_2 s^2 + \dots + a_{n_a} s^{n_a}}. \quad (13)$$

系统辨识中使用损失函数来衡量模型与测量数据间的吻合程度。基于信号均值估计结果,在某一频率 f_k 处参数模型与测量均值间的偏差可表示为 $\hat{e}(s_k, \theta, \hat{Z}(k)) = A(s_k, \theta) \hat{Y}(k) - B(s_k, \theta) \hat{U}(k)$, 其中 $s_k = j2\pi f_k$ 。选择参数 θ 使模型在不同频率 f_k 处与测量数据偏差最小。另一方面,输入输出信号在各频率处具有不同噪声水平,体现为噪声方差、协方差的估计值不同,噪声方差估计具有较大数值时,系统信号估计的不确定度也较大。在构建损失函数时,将偏差方差 $\hat{\sigma}_e^2(s_k, \theta)$ 作为加权值可增强不确定度较小频率处的信号所占权重。使用模型采样均值偏差 $\hat{e}(s_k, \theta, \hat{Z}(k))$ 和偏差方差 $\hat{\sigma}_e^2(s_k, \theta)$ 构建的损失函数如式(14)所示。

$$V(\theta, Z) = \sum_{k=1}^F \frac{|\hat{e}(s_k, \theta, \hat{Z}(k))|^2}{\hat{\sigma}_e^2(s_k, \theta)} = \sum_{k=1}^F |\hat{\epsilon}(s_k, \theta, \hat{Z}(k))|^2, \quad (14)$$

$$\hat{\sigma}_e^2(s_k, \theta) = \hat{\sigma}_Y^2(k) |A(s_k, \theta)|^2 + \hat{\sigma}_U^2(k) |B(s_k, \theta)|^2 - 2\text{Re}(\hat{\sigma}_{YU}^2(k) A(s_k, \theta) \overline{B(s_k, \theta)}). \quad (15)$$

如果已知系统噪声方差 $\sigma_U^2(k)$ 、 $\sigma_Y^2(k)$ 及协方差 $\sigma_{YU}^2(k)$ ，可使用式计算参数模型相对某一次测量数据的偏差方差表达式。但实际系统的噪声方差、协方差是无法确切了解的，只能通过多次不同实验数据进行估计，并使用估计值代替真实值。如果在 M 次不同实验中激励信号在各频率处功率均不变，则有 $\hat{\sigma}_U^2(k) = 1$ ， $\hat{\sigma}_{YU}^2(k) = 0$ 。此时，式(15)简化为 $\hat{\sigma}_e^2(s_k, \theta) = \hat{\sigma}_Y^2(k) |A(s_k, \theta)|^2$ ， M 次实验偏差方差为 $\hat{\sigma}_e^2(s_k, \theta) = \hat{\sigma}_e^2(s_k, \theta)/M$ 。为使估计器具有较好的统计性质，使用采样值估计噪声方差、协方差时，要求独立测量的实验次数高于 7 次^[5]。

为获得使损失函数取极小值的参数 $\theta(Z)$ ，需使用估计器 $\hat{\theta}(Z) = \operatorname{argmin} V(\theta, Z^N)$ 进行参数估计。残差 $\hat{\epsilon}(s_k, \theta, \hat{Z}(k))$ 为复数，在进行参数估计时需将其实部和虚部分离，损失函数 $V(\theta, Z^N)$ 改写为式(16)的形式。

$$V(\theta, Z^N) = \hat{\epsilon}_{re}^H(s_k, \theta, Z^N) \hat{\epsilon}_{re}(s_k, \theta, Z^N), \quad (16)$$

其中：

$$\hat{\epsilon}_{re}(s_k, \theta, Z^N) = \begin{bmatrix} \operatorname{Re}(\hat{\epsilon}(s_k, \theta, Z^N)) \\ \operatorname{Im}(\hat{\epsilon}(s_k, \theta, Z^N)) \end{bmatrix}. \quad (17)$$

参数 θ 和数据 $\hat{Z}(k)$ 间具有非线性的关系，故使用高斯-牛顿迭代算法进行参数计算，该算法具有如下形式，

$$\begin{aligned} \mathbf{J}_{re}(\theta^{i-1}, Z^N) \Delta\theta^{(i)} &= -\hat{\epsilon}_{re}(s_k, \theta^{i-1}, Z^N) \\ \Delta\theta^{(i)} &= \theta^{(i)} - \theta^{(i-1)} \end{aligned}$$

式中： $\mathbf{J}_{re}(\theta, Z) = \frac{\partial \hat{\epsilon}_{re}(s_k, \theta, Z^N)}{\partial \theta}$ 为向量 $\hat{\epsilon}_{re}(s_k, \theta, Z^N)$ 的 Jacobian 矩阵。

在获得参数模型后，基于模型残差自相关函数低于指定界限个数占总数的百分比是否满足预期要求进行模型校验。当测量噪声起主要作用且给定的置信水平为 95% 时，噪声引起的模型残差相关函数的界限为 $\sqrt{3} \operatorname{std}(\hat{R}_{ee}(m))$ ^[5]。如果参数模型反映了系统所有线性动态特性且噪声起主要作用，模型残差自相关函数 $\hat{R}_{ee}(m)$ 中低于指定界限 $\sqrt{3} \operatorname{std}(\hat{R}_{ee}(m))$ 的个数占总个数的百分比应超过 95%。反之，存在未建模动态信息，需要提高

模型复杂度。

为阐述 $F \rightarrow \infty$ 时估计器 $\hat{\theta} = \operatorname{argmin} V(\theta, Z^N)$ 的渐进行为，将损失函数 $V(\theta, Z^N)$ 进行归一化处理，归一化损失函数见式(18)。

$$V_F(\theta, Z) = \frac{1}{F} \sum_{k=1}^F \frac{|\hat{\epsilon}(s_k, \theta, \hat{Z}(k))|^2}{\hat{\sigma}_e^2(s_k, \theta)}. \quad (18)$$

理论研究表明^[5]，使用归一化的周期信号进行激励，当噪声独立于激励信号且具有平稳的一阶、二阶距及一致有界的四阶距时，估计器 $\hat{\theta}(Z)$ 在强条件下具有统计收敛性；如果存在一个真实的线性模型且该模型可用式(13)描述，则估计器 $\hat{\theta}(Z)$ 在弱条件下具有一致性；当频域误差 $N_U(k)$ 、 $N_Y(k)$ 在不同频率处独立，且符合均值为零的圆复正态分布时，估计器 $\hat{\theta}(Z)$ 具有渐进有效性。

在实际工程应用中，估计器 $\hat{\theta}(Z)$ 统计收敛条件较容易满足，但一般不具备一致性和渐进有效性。这是因为受到非线性因素的影响，真实线性系统是不存在的且频域误差并不符合圆复正态分布。但扫描镜系统参数模型辨识的目的在于设计性能优良的控制器的，只要求辨识的参数模型能很好地反映系统闭环行为，因此本文并不针对估计器的统计性质进行深入讨论，而使用闭环校验的方法验证参数辨识结果的可用性。

4.2 辨识结果分析

按如下步骤获取实验数据：

(a) 选择激励信号幅值为 3 V，谱幅值为 0.028 6，采样频率为 100 Hz。扫描镜系统功率级的最大等效输入电压为 3.3 V，因此，生成随机多正弦信号的幅值应低于此值；扫描镜系统感兴趣的频率范围在 20 Hz 以内，选择采样频率为 100 Hz 即可满足要求。

(b) 随机选择多正弦信号的相位，使其在 $[0, 2\pi)$ 内符合均匀分布，计算对应的时域信号 $u(t)$ ；

(c) 将激励信号作用到扫描镜系统，测量整数个周期的稳态响应 $y(t)$ ；

(d) 重复步骤(b)~(c)，测量 $M=20$ 组实验数据；

(e) 计算输入信号 $u(t)$ 和输出信号 $y(t)$ 每一次试验在激励频率处的频域数据，得到 20 组输入输出数据 $U^{[l]}(k)$ 和 $Y^{[l]}(k)$ ， $k=1, 2, \dots, F$ 且 $l=$

1, 2, ..., 20;

(f) 将输出频域数据 $Y^{[i]}(k)$ 向回调整对应输入信号的相位。

使用上述实验数据的采样均值和采样协方差可以估计系统线性近似参数模型 $G_R(s)$ 。

选择式(13)给出的模型结构,逐渐增加模型的复杂度,表 1 中给出 4 个不同模型对应的参数辨识结果, P_mZ_n 表示极点个数为 m 、零点个数为 n 的模型。表 2 给出不同模型的残差自相关校验结果,随着模型复杂度提高,损失函数值逐渐减

小。模型 P3Z1 具有最小的损失函数值,但它在右半平面存在一个极点和一个零点,为开环不稳定系统,与扫描镜系统先验知识不符。模型 P3Z0 的系统损失函数值与 P2Z0 相比减小很多,且其残差相关函数检测结果为 93%,已非常接近期望值 95%,说明模型 $G_{P3Z0}(s)$ 已很好的反映扫描镜系统的线性动态特性。

参数模型辨识结果表明,摩擦等非线性因素的存在增加了扫描镜系统运动特性复杂程度,需要使用 3 阶系统才能更好地描述系统的动态特性。

表 1 不同模型的参数估计

Tab. 1 Parameter estimation of different models

模型	a1	a2	a3	b1	b2
P2Z0	1.05×10^2	2.04×10^3	—	5.61×10^4	—
P2Z1	1.54×10^2	2.79×10^3	—	-1.85×10^2	7.42×10^4
P3Z0	4.39×10^2	5.34×10^2	9.03×10^5	2.49×10^7	—
P3Z1	-2.37×10^2	-4.96×10^4	-9.61×10^5	1.19×10^5	-2.48×10^7

表 2 不同模型的校验

Tab. 2 Validation of different models

模型	损失函数值	低于 95% 不确定界比例
P2Z0	25 164	35%
P2Z1	25 035	81%
P3Z0	21 988	93%
P3Z1	19 658	94%

$$G_{P3Z0}(s) = \frac{24\ 917\ 868}{s^3 + 439.6s^2 + 53\ 404s + 903\ 315}, \quad (19)$$

$$C(z) = \frac{0.177\ 9z^2 - 0.291\ 1z + 0.119\ 1}{z^2 - 1.96z + 0.960\ 8}, \quad (20)$$

$T_s = 0.01s.$

为进一步对参数模型 G_{P3Z0} 进行校验,基于该参数模型设计了数字控制器 $C(z)$ 。图 8 给出控制器 $C(z)$ 与模型 $G_{P3Z0}(s)$ 构成闭环系统的仿真输出和将控制器 $C(z)$ 作用于实际扫描镜系统获得的阶跃响应输出。对两者比较可以看出,基于模型

$G_{P3Z0}(s)$ 的输出与真实测量结果非常接近,很好地反映了扫描镜系统真实的动态特性。

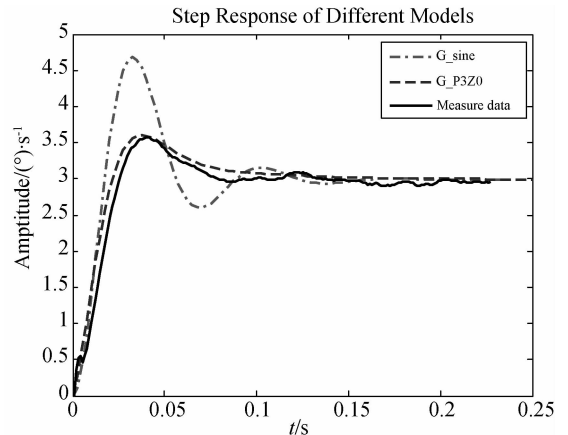


图 8 闭环阶跃响应比较

Fig. 8 Comparison of close-loop step response

4.3 与正弦扫描方法比较

正弦扫描方法在实际工程中比较常用,但在扫描镜系统辨识中该方法存在很大的局限性。扫描镜系统感兴趣的频率为 0~20 Hz,为较好地了解系统的频率响应特性,一般需要选择 100 个以上的

频率点进行测量,而每一个频率点测量都需要等待瞬态响应过程消失,时间损耗很大。另一方面,受到相机空间尺寸的限制,扫描镜系统运动范围较小,频率特性的低频区只能测到约 0.8 Hz,且受系统轴系摩擦的影响,在此频率附近很难测得准确结果。

为与随机多正弦信号激励辨识获得的参数模型进行比较,仍使用传统的正弦扫描方法辨识了扫描镜系统的模型,结果如式(21)所示。

$$G_{\text{sine}}(s) = \frac{82\ 178.2}{s^2 + 124.3s + 759.8} \quad (21)$$

基于模型 $G_{\text{sine}}(s)$ 与控制器 $C(z)$ 构成的闭环系统,进行了仿真。仿真输出结果在图 8 中给出,图中显示模型 $G_{\text{sine}}(s)$ 在系统超调及振荡次数等方面与实际测量结果都有很大的差距。

实验结果表明,与正弦扫描方法相比使用随机相位多正弦信号进行扫描镜系统线性参数模型辨识获得的结果能更好地反映系统真实动态特性。

参考文献:

- [1] 孙辉,李志强. 基于相位相关的匀速直线运动模糊图像位移参数估计 [J]. 中国光学, 2012, 5(2): 174-180.
SUN H, LI Z Q. Estimation of displacement parameters for uniform linear motion - blurred images based on phase-only correlation [J]. *Chinese Optics*, 2012, 5(2): 174-180. (in Chinese)
- [2] 沈宏海,黄猛,李嘉全,等. 国外先进航空光电载荷的进展与关键技术分析 [J]. 中国光学, 2012, 5(1): 20-29.
SHEN H H, HUANG M, LI J Q, *et al.*. Recent progress in aerial electro-optic payloads and their key technologies [J]. *Chinese Optics*, 2012, 5(1): 20-29. (in Chinese)
- [3] MICHAEL S, DAVID R. System modeling and controller design in the presence of nonlinear distortions [J]. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2007, 56(3): 1049-1057.
- [4] 董岩,张涛,李文明,等. 机载立体测绘相机滚转轴伺服系统的辨识与设计 [J]. 光学 精密工程, 2011, 19(7): 1580-1586.
DONG Y, ZHANG T, LI W M, *et al.*. Identifica-

5 结 论

使用随机相位多正弦信号检测了扫描镜系统的非线性影响程度。测量结果表明扫描镜系统存在非线性影响但以线性运动特征为主;摩擦带来的非线性主要表现在奇频率处,在小于 20 rad/s 的频率区,扫描镜系统频率响应特性对激励信号幅值有很大的依赖性。通过测量与分析获得了摩擦非线性对扫描镜系统频率响应特性影响的量化评估,可为摩擦抑制与补偿提供指导。

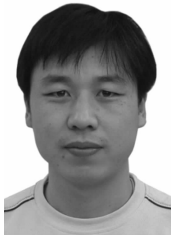
使用随机相位多正弦信号辨识了扫描镜系统线性近似参数模型。校验结果表明,与正弦扫描方法获得结果相比,参数模型 $G_{P3Z0}(s)$ 更好地描述了扫描镜系统真实动态特性。由于摩擦非线性的影响,扫描镜系统参数模型复杂度增加为 3 阶。文中给出的非线性测量和线性近似参数模型辨识方法可用于与扫描镜系统具有相似结构的光电系统,具有较高的工程实用价值。

- tion and design of roll axis servo system in airborne solid mapping camera [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2011, 19(7): 1580-1586. (in Chinese)
- [5] PINTELON R, SCHOUKENS J. *System Identification: a Frequency Domain Approach* [M]. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2001.
- [6] ROINILA T, VILKKO M, SUNTIO T. Frequency-response measurement of switched-mode power supplies in the presence of nonlinear distortions [J]. *IEEE Trans. on Power Electronics*, 2010, 25(8): 2179-2187.
- [7] RIJLAARSDAM D, LOON B V, NUIJ P, *et al.*. Nonlinearities in Industrial Motion Stages Detection and Classification [C]. *American Control Conference Marriott Waterfront, Baltimore, MD, USA*, 2010: 6644-6649.
- [8] FERNÁNDEZ-HERRERO A, FERNÁNDEZ C, CARRERAS C, *et al.*. Use of multisine excitations for frequency-response measurement of nonlinear DC-DC switching converters [C]. *Applied Power Electronic Conference and Exposition, Twenty-seventh Annual, IEEE*, 2012: 735-739.
- [9] AERTS J R M, DIRCKX J J J, PINTELON R. Measurement of non-linear distortions in the vibra-

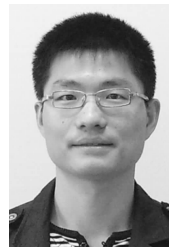
tion of acoustic transducers and acoustically driven membranes [J]. *Optics and Lasers in Engineering*, 2009, 47: 419-430.

- [10] BENJAMIN S, RAMON B, GERD V. Influence of the multisine excitation amplitude design for biomedical applications using impedance spectroscopy [C]. *33rd Annual International Conference of the IEEE EMBS, Boston, Massachusetts USA*, 2011: 3975-3978.
- [11] DANIEL E R, HYUNJIN L, HANS D, *et al.*. Constrained multisine input signals for plant-friendly identification of chemical process systems [J]. *Journal of Process Control*, 2009, 19: 623-635.
- [12] TOM B, ELS T, JEAN-BAPTISTE J, *et al.*. Odd random phase multisine EIS for organic coating analysis [J]. *Progress in Organic Coatings*, 2010, 69: 215-218.
- [13] TOM B, ELS T, YVES V I, *et al.*. Odd random phase multisine EIS as a detection method for the onset of corrosion of coated steel [J]. *Electrochemistry Communications*, 2010, 12: 2-5.
- [14] TOM B, JOHN L, THIBAUT M, *et al.*. Odd random phase multisine electrochemical impedance spectroscopy to quantify a non-stationary behavior: Theory and validation by calculating an instantaneous impedance value [J]. *Electrochimica Acta*, 2010, 76: 375-382.
- [15] KRISTOF H, PATRICK G, STEVE V. On-line damage detection on a wing panel using transmission of multisine ultrasonic waves [J]. *NDT&E International*, 2008, 41: 312-317.
- [16] SCHOUKENS J, SWEVERS J, PINTELON R, *et al.*. Excitation design for FRF measurements in the presence of non-linear distortions [J]. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 2004, 18: 727-738.

作者简介:



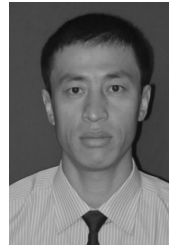
李 军(1979—),男,辽宁葫芦岛人,博士,助理研究员,2012年于中科院长春光学精密机械与物理研究所获博士学位,主要从事航空成像与测量技术及数字控制技术研究。E-mail: junly8076@163.com



黄 浦(1981—),男,湖北仙桃人,博士,助理研究员,2011年于中科院长春光学精密机械与物理研究所获博士学位,主要从事航空成像与测量技术及数字控制技术研究。E-mail: hpu8@163.com



修吉宏(1976—),女,吉林白山人,博士,副研究员,2005年于中科院长春光学精密机械与物理研究所获博士学位,主要从事航空成像与测量研究。E-mail: xiujihong0809@yahoo.com.cn



李友一(1968—),男,辽宁抚顺人,研究员,硕士生导师,2001年于中科院长春光学精密机械与物理研究所获硕士学位,主要从事航空成像技术的研究。E-mail: lyy_980205@yahoo.com.cn

(版权所有 未经许可 不得转载)