

天线伺服系统的快速辨识算法

卢洁莹, 苏为洲[†]

(华南理工大学 自动化科学与工程学院, 广东 广州 510640)

摘要: 天线伺服控制系统在移动卫星通讯中起着关键性作用, 其对象模型的品质直接影响天线伺服控制系统的设计与性能. 本文针对天线伺服系统的建模问题提出一种基于系统阶跃响应的快速优化建模方法. 利用这一结果, 本文建立了 0.9 m 小口径天线伺服系统的二阶模型. 进一步, 讨论了基于系统伪随机响应谱密度函数的模型有效性验证方法和模型品质的评价准则, 并分别在频域和时域中将由本文方法及最小二乘法所得的模型与系统实际数据进行对比分析. 本文辨识方法的优点是计算简单, 易于工程应用, 对系统阶次不敏感并且能较为精确地描述系统主谐振峰的特性, 适用于实际工程中的参数在线整定.

关键词: 系统辨识; 欠阻尼二阶系统; 阶跃响应; 天线伺服; 模型验证

引用格式: 卢洁莹, 苏为洲. 天线伺服系统的快速辨识算法. 控制理论与应用, 2019, 36(8): 1329 – 1335

DOI: 10.7641/CTA.2019.90491

A fast algorithm of system identification for antenna servo systems

LU Jie-ying, SU Wei-zhou[†]

(School of Automation Science and Technology, South China University of Technology, Guangzhou Guangdong 510640, China)

Abstract: Antenna servo control systems play a key role in mobile satellite communication. The quality of plant models directly affects the design and performance of the control systems. This paper proposes a fast modelling method based on the systems' step responses for the modeling problem of antenna servo systems. Using this method, we establish a second-order model for a 0.9 m small-caliber antenna servo system. Based on the spectral density function of the system's pseudo-random response, the validity of the model is studied and an evaluation criterion of the model quality is given. In the time domain and frequency domain, this model is compared with the experiment data and the models obtained by using the least squares identification method, respectively. The advantages of the proposed identification method are simple in calculation, ease for engineering application, insensitive to system's order. Moreover, the proposed method can identify servo systems' resonant frequency quite accurately and is suitable for controller parameter online tuning of feedback systems.

Key words: system identification; second-order damping system; step response; antenna system; model validation

Citation: LU Jieying, SU Weizhou. A fast algorithm of system identification for antenna servo systems. *Control Theory & Applications*, 2019, 36(8): 1329 – 1335

1 引言

随着卫星通信技术的发展, 人们对于卫星信号接收的准确性、快速性和稳定性提出了更高的要求. 尤其要使在移动载体上的卫星通信天线能实现连续稳定的实时通信, 必须设计能准确跟随或者指向目标且抗扰性强的天线伺服控制系统. 为了不断提高天线伺服控制系统的性能, 各种先进控制器设计方法被用于天线伺服控制系统的研究与工程实践^[1-5]. 由于理想的系统模型是设计控制器的前提条件, 随着各种先进

控制器在天线伺服控制系统的不断应用, 越来越多的建模方法也被不断地提出和尝试^[4-8].

系统建模一般分为机理建模和系统辨识两种, 天线伺服系统的建模也是如此. 天线伺服系统可以看成是一个具有柔性负载的电机系统. 通过有限元分析可知该系统由多个串联或并联的二阶振荡环节组成^[4]. 由于这类模型过于复杂, 其中的参数也难以测量, 往往不能用于实际控制系统设计. 系统辨识方法是通过给系统特定的输入信号来激励系统, 然后根据输入、

收稿日期: 2019-05-05; 录用日期: 2019-07-30.

[†]通信作者. E-mail: wzhu@scut.edu.cn.

本文责任编辑: 苏剑波.

国家自然科学基金项目(61673183), 华南理工大学第五批探索性实验项目(Y9180660)资助.

Supported by the National Natural Science Foundation of China (61673183) and the Fifth Batch of Exploratory Experimental Projects of South China University of Technology (Y9180660).

输出数据来建立系统的模型. 对于天线这类机电系统, 常见输入信号包括不同频率的正弦信号、伪随机信号、阶跃信号等. 对于机电系统, 利用多个不同频率正弦输入信号的扫频建模是一种常用的建模方法. 这类方法的优点是可以比较精确地描述系统频率特性, 特别是谐振峰的特性. 缺点是对输入信号的能量要求比较高, 在高频段输入信号能量的衰减比较严重, 系统模型的有效带宽受限比较严重. 伪随机信号是另一类典型的建模信号, 利用系统的伪随机响应可以进行相当精确的建模, 适用于常见的各类系统参数辨识方法^[9-10]. 文献[6]利用伪随机响应求出了系统的Hankel矩阵, 并根据Hankel矩阵确定了系统的阶次和传递函数^[11]. 文献[8]运用最小二乘、Hankel矩阵、子空间等不同方法对0.9m小口径天线进行了参数辨识, 并比较了这几种方法的优劣. 基于伪随机响应的辨识往往对输入信号有一定要求, 计算量较大, 比较适合离线建模. 在很多实际工业系统中, 为了方便控制器参数的在线快速整定, 要求辨识算法具有收敛速度快、计算量小、对模型阶次不敏感等特点. 基于阶跃响应的系统建模方法是一种较为理想的方案^[12], 适用于低阶系统, 尤其是一阶系统或者一阶时延系统. 这类方法常常被用于控制器参数的在线调整^[13]和系统品质的在线分析^[14]. 但是对于二阶系统或者高阶系统, 阶跃响应辨识需要积分等复杂的计算^[15-16]. 近年来阶跃响应建模法的研究大多数针对二阶过阻尼系统, 如文献[17]针对二阶过阻尼系统, 采用阶跃信号作为输入信号, 根据特定时间点的阶跃响应取值来估计系统的参数.

本文根据天线伺服系统的特征, 将该系统的速度环近似为一个二阶欠阻尼系统, 对其提出了一种基于阶跃响应的快速参数优化估计方法. 首先, 建立了阶跃响应局部极值点和过终值点的方程, 给出了基于阶跃响应局部极值点和过终值点的快速参数优化估计方法. 为了评价所得模型的质量, 分别在频域和时域中对比了本文所提方法与最小二乘辨识方法. 由于模型在中低频段与系统频率特性的契合程度对控制器设计的质量有着决定作用, 本文比较了由实验数据直接得到的系统幅频特性与模型幅频特性, 讨论了在不同频段上模型品质的优劣. 另外, 本文在时域中对比了模型与实际系统的伪随机响应. 从幅频特性以及系统伪随机响应可以看出, 本文所提方法的优点是对实际系统阶次不敏感, 且对于二阶模型而言具有明显优势. 为了定量评估模型的品质, 提出了一种基于幅频特性的评价指标, 运用该指标及模型伪随机响应的均方差分析了由本文所提方法和最小二乘法所得模型的品质. 结果显示与最小二乘辨识方法得到的三、四阶模型相比, 由本文所提方法得到的二阶模型具有相当满意的品质.

本文后续内容安排如下: 将在第2节中介绍天线伺服系统的结构和建模目的; 第3节分析天线伺服系统传递函数的特点, 并根据系统伪随机响应的频域特征以及系统阶跃响应的特征将该系统简化为二阶欠阻尼系统; 第4节将讨论基于阶跃响应的天线伺服系统快速参数估计方法; 在第5节中, 将分别在频域和时域中对所建模型进行验证, 通过幅频特性以及伪随机响应来比较分析模型的准确性和有效性; 而后, 将提出一种模型与系统实验数据的相关性指标, 利用该指标及伪随机响应均方差来分析阶跃响应辨识方法与最小二乘辨识法的优缺点; 第6节总结本文工作的主要结论.

2 天线伺服控制系统结构

在车载、船载等移动卫星通讯中, 通讯天线常常受到由载体产生的剧烈颠簸. 为了保证在移动载体运动中车载天线与卫星的正常通信, 天线伺服系统需要实时有效地抑制由载体扰动引起的天线幅面振动, 使得天线具有足够精确的指向精度. 典型天线伺服系统的结构如图1所示: ①为方位轴电机、②为俯仰轴电机、③-④分别为用于测量天线和甲板姿态的陀螺仪. 方位轴电机①和俯仰轴电机②的运动在几何上相互正交. 天线的指向任务通过控制方位轴电机和俯仰轴电机的运动来完成.

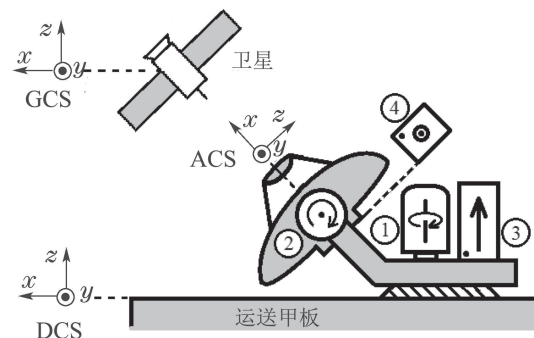


图1 天线伺服系统的结构

Fig. 1 Antenna servo system

为了使天线达到理想的指向精度, 需要针对方位轴和俯仰轴分别设计性能良好的伺服控制系统. 这些伺服系统的模型在伺服控制器设计的过程中扮演着极其重要的角色. 本文将针对这类系统着重讨论适合现场控制器参数整定的辨识方法和模型有效性验证方法.

由于方位轴和俯仰轴的运动相互正交, 所以这两个轴的建模和控制器设计可以独立进行. 这两个轴所对应的伺服控制系统都是如图2所示的双环伺服控制系统, 其中内环为速度环, 外环为位置环. 图中: r 为位置给定, d 为外部扰动信号, u 为控制信号, ω 和 θ 分别表示角速度和角位置.

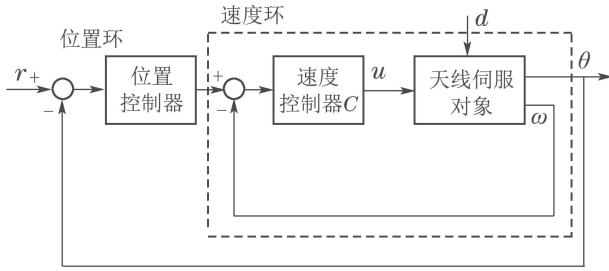


图 2 伺服控制系统结构

Fig. 2 Servo control system

由于伺服控制系统设计的核心是速度环的设计, 这里着重研究方位轴伺服控制系统速度环的建模问题, 俯仰轴的建模与此基本相同。

3 天线伺服系统对象模型以及伪随机响应的谱密度函数

对于天线伺服系统, 可以先从机理上对其模型进行分析. 天线伺服控制系统的结构原理图如图3所示。

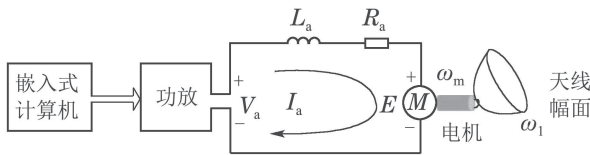


图 3 伺服系统原理图

Fig. 3 Servo system diagram

图3中: V_a 为电枢输入电压, R_a 和 L_a 分别表示电机回路等效电阻和电感, I_a 为电枢电流, E 为电机的反电动势, ω_m 为电机轴输出角速度, ω_1 为天线背架上由陀螺测量的天线机架转速. 依据电机的物理特性, 可以建立其数学模型如下:

$$\begin{cases} V_a = R_a I_a + L_a \frac{dI_a}{dt} + E, \\ J_m \frac{d\omega_m}{dt} + f_m \omega_m + M_c = M_m, \\ E = h_c \omega_m, \\ M_m = C_m I_a, \end{cases} \quad (1)$$

式中: J_m 为电机的转动惯量, M_m 为电机输出转矩, M_c 为电机负载转矩, f_m 为电机的转动惯量, h_c 为反电动势系数, C_m 为电机转矩系数. 根据式(1), 可知输入信号电机主回路电压 V_a 至输出信号电机转速 ω_m 的传递函数为二阶振荡环节. 忽略电枢电阻、电枢电感的影响, 这部分的特性可用一阶环节 $\frac{k_m}{\tau_m s + 1}$ 近似. 另一方面电机轴上的转速 ω_m 至天线背架上由陀螺测量的转速 ω_1 的系统特性可由多个二阶振荡环节描述

$\sum_{i=1}^n \frac{c_i \omega_i^2}{s^2 + 2\zeta_i \omega_i s + \omega_i^2}$. 整个伺服系统速度环对象传递函数可表示为

$$G(s) = \frac{k_m}{\tau_m s + 1} \sum_{i=1}^n \frac{c_i \omega_i^2}{s^2 + 2\zeta_i \omega_i s + \omega_i^2}.$$

为了进一步讨论对象的频率特性, 下面将分析系统输入输出谱密度函数与传递函数之间的关系. 对任意信号 $u(t)$, 其自相关函数为

$$R_{uu}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T u(t + \tau) u(t) dt,$$

其谱密度函数为

$$S_{uu}(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} R_{uu}(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau.$$

对于任意线性时不变系统, 有下面结论:

引理 1 若线性时不变系统传递函数为 $G(s)$, $u(t)$ 和 $y(t)$ 分别为该系统的输入输出信号, 其谱密度函数分别记为 $S_{uu}(j\omega)$ 和 $S_{yy}(j\omega)$, 则

$$S_{yy}(j\omega) = G^*(j\omega) S_{uu}(j\omega) G(j\omega). \quad (2)$$

若输入信号 $u(t)$ 为零均值白噪声, 其方差为 1, 则 $S_{uu}(j\omega) = 1$, 因此相应的输出信号谱密度函数为

$$S_{yy}(j\omega) = G^*(j\omega) G(j\omega).$$

本文利用 M-序列伪随机信号作为近似的白噪声输入信号, 其系统响应在一定频段内依然满足式(2). 因此利用系统伪随机响应的谱密度函数可得到该系统的对数幅频特性如图4所示。

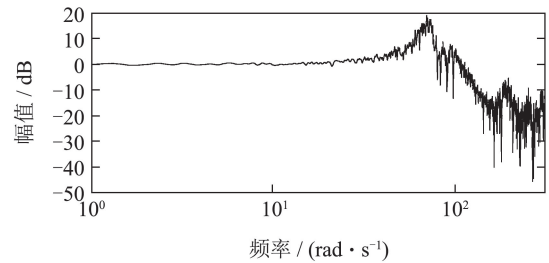


图 4 实验幅频特性

Fig. 4 System's magnitude-frequency response

从图4中, 可以看出该系统频率特性包含若干个谐振峰, 而由于惯性环节 $\frac{1}{\tau_m s + 1}$ 的时间常数较小, 所以其特征在幅频特性图中没有明显表现出来。

另一方面, 该系统的阶跃响应如图5所示。

同样, 由该响应曲线可以看出, 系统的动态特性由主谐振峰的特性主导. 因此, 在天线伺服系统速度环的控制器设计中, 其主谐振峰 $\frac{c_1 \omega_1^2}{s^2 + 2\zeta_1 \omega_1 s + \omega_1^2}$ 将起主要作用. 把该系统近似为一个欠阻尼的二阶系统, 它的一般形式为

$$G(s) = \frac{A\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}, \quad 0 < \zeta < 1. \quad (3)$$

下面将着重讨论依据系统阶跃响应的参数辨识方法, 然后分别在频域和时域中验证系统模型品质。

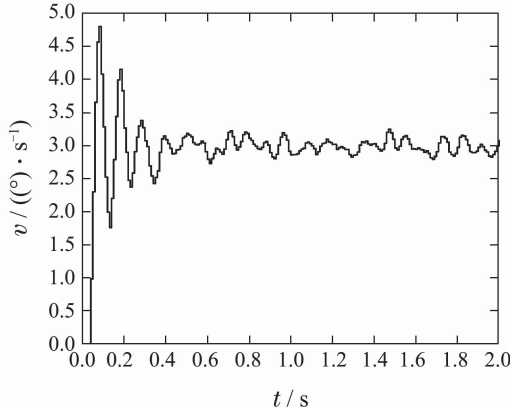


图5 实验阶跃响应

Fig. 5 System's step response

4 基于阶跃响应的参数快速辨识

本节将重点讨论根据二阶欠阻尼系统模型(3)的阶跃响应参数辨识方法。

对于式(3)描述的系统,其幅值为 r 的阶跃响应为

$$y(t) = A[1 - \frac{e^{-\zeta\omega_n t}}{\sqrt{1-\zeta^2}} \sin(\sqrt{1-\zeta^2}\omega_n t + \beta)]r, \quad t \geq 0. \quad (4)$$

其中 $\beta = \arctan \frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\zeta}$ 为阻尼角.该阶跃响应是一个如图6所示的衰减振荡曲线,当 $t \rightarrow \infty$,响应趋向稳态值.

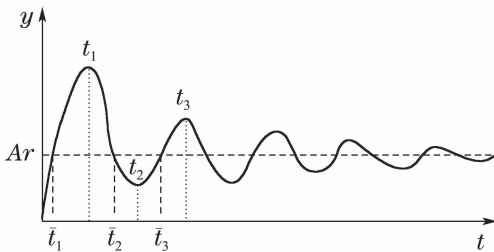


图6 二阶系统阶跃响应示意图

Fig. 6 Step response of the second-order system

图6中, t_1, t_2, t_3, \dots 为阶跃响应局部极值点的时刻; $\bar{t}_1, \bar{t}_2, \bar{t}_3, \dots$ 为阶跃响应等于其稳态值的时刻.

首先,将讨论 t_1, t_2, t_3, \dots 与系统参数的关系.由于该响应在 t_1, t_2, t_3, \dots 到达局部极值,所以满足

$$\frac{dy(t)}{dt} |_{t=t_k} = 0, \quad k = 1, 2, 3, \dots$$

阶跃响应的导数为脉冲响应:

$$\frac{dy(t)}{dt} = \frac{A\omega_n r}{\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\zeta\omega_n t} \sin(\sqrt{1-\zeta^2}\omega_n t). \quad (5)$$

所以由式(5)可知,阶跃响应取局部极值的时刻满足下方方程:

$$\sqrt{1-\zeta^2}\omega_n t_k = k\pi, \quad k = 1, 2, 3, \dots \quad (6)$$

另一方面,当阶跃响应取其稳态值,即 $y(t) = Ar$ 时,由式(4)可知 $\bar{t}_1, \bar{t}_2, \bar{t}_3, \dots$ 满足

$$\frac{Ar}{\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\zeta\omega_n \bar{t}_k} \sin(\sqrt{1-\zeta^2}\omega_n \bar{t}_k + \beta) = 0, \quad k = 1, 2, 3, \dots \quad (7)$$

由正弦函数的特性可知下式成立:

$$\sqrt{1-\zeta^2}\omega_n \bar{t}_k + \beta = k\pi, \quad k = 1, 2, 3, \dots \quad (8)$$

由此可得以下引理:

引理2 对于二阶欠阻尼系统阶跃响应,分别记其到达局部极值的时刻和达到稳态值的时刻为 t_1, t_2, t_3, \dots 和 $\bar{t}_1, \bar{t}_2, \bar{t}_3, \dots$,则它们分别满足式(6)和式(8).

根据引理2,可以选择不同的损失函数来建立依据测量数据 t_1, t_2, t_3, \dots 和 $\bar{t}_1, \bar{t}_2, \bar{t}_3, \dots$ 的模型参数最优估计算法.为了避免方程(6)和方程(8)中模型参数 ζ, β 和 ω_n 之间的非线性关系带来的计算复杂性,将上述估计问题分解为两个独立的二次线性最优问题.由式(6)可得

$$\sqrt{1-\zeta^2}\omega_n = \frac{k\pi}{t_k}, \quad k = 1, 2, 3, \dots, \quad (9)$$

将式(9)代入式(8)可得

$$k\pi \frac{\bar{t}_k}{t_k} + \beta = k\pi, \quad k = 1, 2, 3, \dots$$

因此,为了利用阶跃响应前 K 个振荡信息估计参数 β ,可选择以下函数作为估计参数 β 的损失函数:

$$J_\beta = \sum_{k=1}^K (k\pi \frac{\bar{t}_k}{t_k} + \beta - k\pi)^2.$$

另一方面,由式(6)和式(8)可得

$$\sqrt{1-\zeta^2}\omega_n (t_{k+1} - t_k) = \pi, \quad k = 1, 2, 3, \dots \quad (10)$$

和

$$\sqrt{1-\zeta^2}\omega_n (\bar{t}_{k+1} - \bar{t}_k) = \pi, \quad k = 1, 2, 3, \dots \quad (11)$$

因此,在阻尼比 ζ 为给定值 $\hat{\zeta}$ 的情况下,选择关于参数 ω_n 的最优估计损失函数如下:

$$J_{\omega_n} = \sum_{k=1}^{K-1} [\sqrt{1-\hat{\zeta}^2}\omega_n (t_{k+1} - t_k) - \pi]^2 + \sum_{k=1}^{K-1} [(\sqrt{1-\hat{\zeta}^2}\omega_n (\bar{t}_{k+1} - \bar{t}_k) - \pi)^2].$$

定理1 依据损失函数 J_β 和 J_{ω_n} ,参数 β 和 ω_n 的二次最优估计分别为

$$\hat{\beta} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \frac{k\pi}{t_k} (t_k - \bar{t}_k) \quad (12)$$

和

$$\hat{\omega}_n = \frac{\pi(t_K - t_1) + \pi(\bar{t}_K - \bar{t}_1)}{\sqrt{1 - \hat{\zeta}^2} \sum_{k=1}^K [(t_{k+1} - t_k)^2 + (\bar{t}_{k+1} - \bar{t}_k)^2]} \quad (13)$$

其中 $\hat{\zeta} = \cos \hat{\beta}$ 为 ζ 的最优估计值.

证 对损失函数 J_β 关于 β 求偏导得到

$$\frac{\partial J_\beta}{\partial \beta} = 2 \sum_{k=1}^K (k\pi \frac{\bar{t}_k}{t_k} + \beta - k\pi).$$

令 $\frac{\partial J_\beta}{\partial \beta} = 0$ 可得到参数 β 的二次最优估计算法(12).

利用式(12)的二次最优估计可得到 ζ 的最优估计 $\hat{\zeta} = \cos \hat{\beta}$, 将其代入损失函数 J_{ω_n} 并对其求关于 ω_n 的偏导可得

$$\begin{aligned} \frac{\partial J_{\omega_n}}{\partial \omega_n} = & 2\sqrt{1 - \hat{\zeta}^2} (t_{k+1} - t_k) \times \\ & \sum_{k=1}^{K-1} [\sqrt{1 - \hat{\zeta}^2} \omega_n (t_{k+1} - t_k) - \pi] + \\ & 2\sqrt{1 - \hat{\zeta}^2} (\bar{t}_{k+1} - \bar{t}_k) \times \\ & \sum_{k=1}^{K-1} [(\sqrt{1 - \hat{\zeta}^2} \omega_n (\bar{t}_{k+1} - \bar{t}_k) - \pi)]. \end{aligned}$$

令 $\frac{\partial J_{\omega_n}}{\partial \omega_n} = 0$ 可得到参数 ω_n 的二次最优估计算法(13).

证毕.

根据定理1建立以下参数辨识算法:

欠阻尼二阶系统参数估计快速算法.

步骤 1 从阶跃响应曲线上读出前 K 个响应达到局部极值的时刻 t_1, \dots, t_K 和到达稳态值的时刻 $\bar{t}_1, \dots, \bar{t}_K$;

步骤 2 根据式(12)求得阻尼角的最优估计值 $\hat{\beta}$, 并求得阻尼比的最优估计 $\hat{\zeta}$;

步骤 3 根据式(13)和 $\hat{\zeta}$ 求得自然振荡频率 ω_n .

注 1 由于欠阻尼系统的阶跃响应为指数衰减振荡, 随着时间推移振荡幅度逐步减小, 系统噪声对响应局部极值时间和过终值时间的影响明显增大. 为了减小噪声对估计值的影响, 通常采用前2-4个振荡周期信息. 另外, 参数估计的指标函数选取不是唯一的. 选取不当的指标函数可能会大大加大计算复杂度和计算量.

5 实例分析与实验验证

本节将针对0.9 m天线伺服系统给出上述阶跃响应建模方法的应用实例. 该系统方位轴速度环的响应曲线如图5所示.

阶跃输入的幅值为3, 终值 $y(\infty) = 3$. 所以系统的稳态增益为1, 即 $A = 1$. 考虑上述阶跃响应的前3个振荡周期, 可得到其达到局部极值的时间点如表1所示.

表 1 局部极值时间

Table 1 Local extreme times					
t_1	t_2	t_3	t_4	t_5	t_6
0.08	0.13	0.18	0.23	0.28	0.34

同样根据上述阶跃响应可得取终值的时间点如表2所示.

表 2 终值时间

Table 2 Steady state times					
\bar{t}_1	\bar{t}_2	\bar{t}_3	\bar{t}_4	\bar{t}_5	\bar{t}_6
0.05	0.104	0.153	0.208	0.253	0.31

运用上节建立的二阶欠阻尼系统快速参数估计算法以及表1和2中数据求得系统的阻尼比和自振频率分别为 $\zeta = 0.1982$ 和 $\omega_n = 62.031$. 系统二阶模型为

$$G_0(s) = \frac{3750}{s^2 + 24.275s + 3750} \quad (14)$$

这里, 将对对比实测数据的幅频特性分析模型(14)的品质. 模型(14)的幅频特性与系统实测幅频的对比如图7所示.

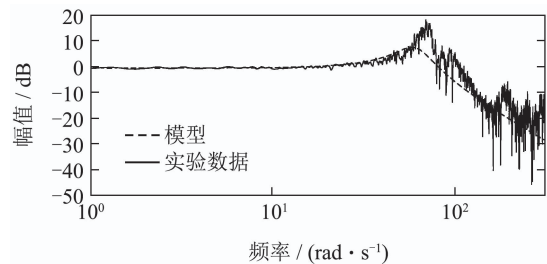


图 7 二阶模型幅频特性

Fig. 7 Magnitude frequency response of the second-order model

从图7中可以看出, 在关键的中频段 $G_0(s)$ 的幅频特性与系统的实际特性基本相符. 由于实际系统是一个高阶系统, 利用低阶模型进行建模是把其各个高频环节对应的时间常数折算到了二阶模型之中, 所以该模型的时间常数会比对象的主谐振峰对应的时间常数略大, 也就是模型的自振频率略低于对象实际主谐振频率(见图7). 低频段主要反映了系统的稳态特性, 从图中可以看出在各个频段模型(14)很好地描述了系统特性.

下面将用常见的最小二乘法对前面讨论的天线伺服系统进行建模, 并且比较本文方法与最小二乘法的优缺点. 运用最小二乘法, 依据天线伺服系统的伪随机响应分别得到其二阶、三阶、四阶离散模型(采样周期0.01 s)如下:

$$\hat{G}_2(z) = \frac{0.1757z^{-1}}{1 - 1.019z^{-1} + 0.861z^{-2}},$$

$$\hat{G}_3(z) = \frac{-0.015z^{-1} + 0.2568z^{-2}}{1 - 1.921z^{-1} + 1.586z^{-2} - 0.423z^{-3}},$$

$$\hat{G}_4(z) = \frac{N_4(z)}{D_4(z)},$$

$$N_4(z) = -0.001754z^{-1} + 0.2079z^{-2} + 0.2642z^{-3},$$

$$D_4(z) = 1 - 1.017z^{-1} - 0.1121z^{-2} + 0.9553z^{-3} - 0.3479z^{-4}.$$

记 $\hat{G}_2, \hat{G}_3, \hat{G}_4$ 连续化后的模型分别为 G_2, G_3, G_4 , 它们的幅频特性如图8所示.

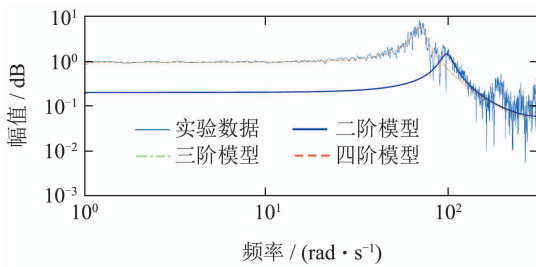


图8 不同阶次模型幅频特性对比

Fig. 8 Magnitude frequency responses of models with different orders

从图8中可见, 最小二乘法所得到的三阶模型、四阶模型都可以较好地描述系统的频率特性; 在中低频段, 二阶模型的幅频特性与实验数据都有较大差距, 不能准确描述对象的主谐振峰.

除了在频域中进行验证模型之外, 还可以在时域中对比本文辨识算法所得二阶模型(14)和最小二乘法所得二阶、三阶、四阶模型的品质差异. 首先, 比较模型(14)、最小二乘法所得二阶模型的伪随机响应与实际系统响应的差别, 如图9所示.

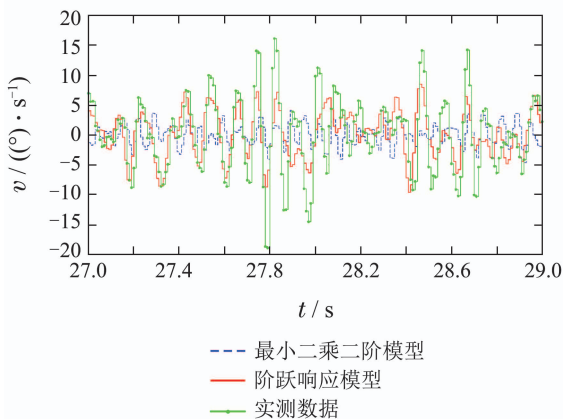


图9 二阶模型伪随机响应对比

Fig. 9 Pseudo-random response of the second-order model

从图9中可以看出, 本文辨识法所得二阶模型的伪随机响应与实际系统伪随机响应的拟合度明显优于

最小二乘法得到的二阶模型. 进一步比较本文模型与最小二乘法得到的三阶、四阶模型. 这些模型的伪随机响应与实际系统伪随机响应如图10所示.

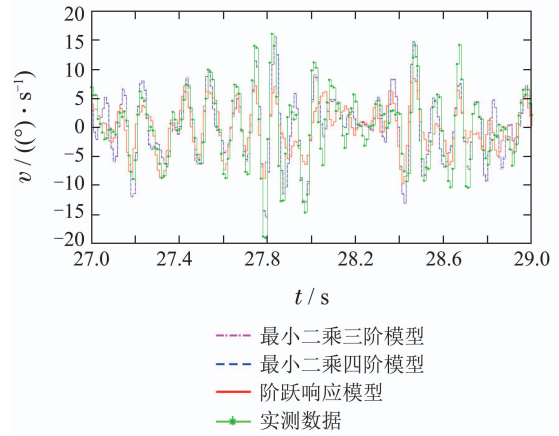


图10 三阶、四阶模型伪随机响应对比

Fig. 10 pseudo-random response of the third- and the fourth-order model

从图10中可以看出, 最小二乘法所得到的三阶模型、四阶模型的伪随机响应和实际系统的伪随机响应拟合度较高. 由上述频域和时域分析可知, 最小二乘法对系统的阶次较为敏感, 特别是在求取系统低阶模型时存在一定风险. 事实上最小二乘法对系统辨识实验有较高的要求, 算法也较为复杂, 更适用于系统的离线分析和离线高阶控制器设计. 相反本文的基于阶跃响应参数估计算法直接针对二阶模型提出, 对系统阶次有较强的鲁棒性并且较好地拟合了系统中低频段的幅频特性. 这些特点使得本文提出的方法更适用于低阶控制器的参数快速在线整定.

根据图7-10所示的各系统幅频特性及伪随机响应, 可以对这些模型的质量进行直观评估, 但是无法给出模型质量的精确描述. 下面, 将分别给出频域和时域模型定量评估方法.

本文根据模型和实验数据的频率特性给出一个定量的评估指标. 选择 N 个频率 $\omega_1, \dots, \omega_N$, 记实验数据的幅频特性在这些频点上的取值为 $A(\omega_1), \dots, A(\omega_N)$, 系统模型的幅频特性在这些频点上的取值为 $\hat{A}(\omega_1), \dots, \hat{A}(\omega_N)$. 记模型与实验数据的相关性系数为

$$\gamma = \frac{\sum_{n=1}^N A(\omega_n)\hat{A}(\omega_n)}{\sqrt{\sum_{n=1}^N A^2(\omega_n)}\sqrt{\sum_{n=1}^N \hat{A}^2(\omega_n)}}. \quad (15)$$

显然该相关系数是两组数据向量 $A(\omega_1), \dots, A(\omega_N)$ 和 $\hat{A}(\omega_1), \dots, \hat{A}(\omega_N)$ 之间夹角的余弦函数. 若实验数据和模型完全一致, 则上述两个向量的方向完全重合, $\gamma = 1$. 当两组数据相差越大, 它们之间的夹角越大, 相应的相关性系数 γ 也就越小.

表3给出了本文方法所得的模型 G_0 和最小二乘法所得的二阶、三阶、四阶模型 G_2, G_3, G_4 与实验数据在频域上的相关系数。

表 3 模型相关系数

Table 3 Correlations of models

辨识模型类别	G_0	G_2	G_3	G_4
相关系数	0.9157	0.7636	0.9812	0.9813

同时, 根据实际系统伪随机响应输出和模型响应输出数据的均方差来对上述4个模型 G_0, G_2, G_3 和 G_4 进行定量分析, 具体情况如表4所示。

其中 G_0 和 G_2 的方差分别为图9中本文模型与最小二乘所得二阶模型的伪随机响应与系统伪随机响应的均方差。可见本文结果明显优于最小二乘法所得二阶模型的结果。 G_3 和 G_4 的方差分别为图10中最小二乘法所得的三阶和四阶模型的伪随机响应与系统伪随机响应的均方差。这两个模型的结果优于本文模型 G_0 的结果。但是在频域中, 这两个模型的优势并不明显, 主要原因是本文模型 G_0 较为精确地刻画了系统主谐振峰特性, 这对控制器的设计至关重要。

表 4 模型伪随机响应均方差

Table 4 The mean square error of models

辨识模型类别	G_0	G_2	G_3	G_4
均方差	5.6273	7.2579	3.8114	3.8067

综上所述, 式(15)所定义的模型相关系数较好地反映了模型品质, 可作为评判模型品质的一个指标。同样, 该相关系数以及伪随机响应输出均方差也反映了由本文方法得到的模型对系统幅频特性具有较好的拟合效果。

6 结语

本文针对0.9 m小口径天线伺服系统提出了基于系统阶跃响应的快速辨识方法, 并给出了相应的基于系统伪随机响应谱密度函数的模型有效性验证方法和模型品质的评价准则。在频域和时域中对比了所提辨识方法与最小二乘辨识方法。结果表明, 本文提出的基于系统阶跃响应快速辨识方法具有计算简单、可操作性强、对系统阶次不敏感等优点, 适用于系统快速建模和控制器在线整定。

参考文献:

- [1] GAWRONSKI W, RACHO C S, MELLSTROM J A. Application of the LQG and feedforward controllers to the deep space network antennas. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 1995, 3(4): 417 – 421.
- [2] GAWRONSKI W, SOUCCAR K. Control systems of the large millimeter telescope. *IEEE Antennas & Propagation Magazine*, 2006, 47(4): 41 – 49.

- [3] GAWRONSKI W. Control and pointing challenges of large antennas and telescopes. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2007, 15(2): 276 – 289.
- [4] GAWRONSKI W. *Modeling and Control of Antennas and Telescopes*. New York: Springer, 2008.
- [5] LIAO Xinjiang, ZHANG Lei, ZHAO Ling. Design of disturbance observer for the servo control system of large diameter antenna. *Measurement & Control Technology*, 2013, 32(2): 59 – 61. (廖鑫江, 张磊, 赵玲. 大口径天线伺服控制系统的扰动观测器设计. 测控技术, 2013, 32(2): 59 – 61.)
- [6] WANG Yuan. *Design of Antenna Servo Control System of Vehicle Satellite Communication in Motion*. Guangzhou: South China University of Technology, 2015. (王元. 车载“动中通”天线伺服控制系统设计. 广州: 华南理工大学, 2015.)
- [7] WEN C, TAN M, SU W. An H_2/H_∞ control design for mobile satcom antenna servo systems. *Proceedings of the 35th Chinese Control Conference*. Chengdu, China: IEEE, 2016: 3023 – 3028.
- [8] WNE C, TAN M, SU W. Flexible structures identification for mobile satcom antenna servo systems. *Proceedings of the 36th Chinese Control Conference*. Dalian, China: IEEE, 2017: 2253 – 2258.
- [9] LJUNG L. *System Identification: Theory for the User*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1999.
- [10] XIAO Deyun. *Theory of System Identification with Applications*. Beijing: Tsinghua University Press, 2014. (萧德云. 系统辨识理论及应用. 北京: 清华大学出版社, 2014.)
- [11] CHEN C T. *Linear System Theory and Design*. 3rd Ed, Oxford: Oxford University Press, 1999.
- [12] WANG Zaiying, LIU Huaixia, CHEN Yijing. *Process Control System and Instrument*. Beijing: China Machine Press, 2006. (王再英, 刘淮霞, 陈毅静. 过程控制系统与仪表. 北京: 机械工业出版社, 2006.)
- [13] LIU T. Closed-loop step response identification for improving on-line autotuning of load disturbance rejection. *Proceedings of the 30th Chinese Control Conference*. Yantai, China: IEEE, 2011: 6328 – 6333.
- [14] VALDIVIA V, BARRADO A, LÁZARO A, et al. Simple modeling and identification procedures for “black-box” behavioral modeling of power converters based on transient response. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2009, 24(12): 2776 – 2790.
- [15] DING Feng, XU Ling, LIU Ximei. Transfer function identification. Part a: two-point and three-point methods based on the step responses. *Journal of Qingdao University of Science and Technology (Natural Science Edition)*, 2018, 39(1): 1 – 14. (丁锋, 徐玲, 刘喜梅. 传递函数辨识(1): 阶跃响应两点法和三点法. 青岛科技大学学报(自然科学版), 2018, 39(1): 1 – 14.)
- [16] XU Shanshan, YANG Ping. Application features of simplified algorithm of step response identification area-method. *Automation in Petro-Chemical Industry*, 2015, 51(6): 32 – 36. (许姗姗, 杨平. 阶跃响应辨识面积法简化算法的应用特性. 石油化工自动化, 2015, 51(6): 32 – 36.)
- [17] CHEN L, LI J H, DING R F. Identification for the second-order systems based on the step response. *Mathematical and Computer Modelling*, 2011, 53(5/6): 1074 – 1083.

作者简介:

卢洁莹 博士研究生, 目前研究方向为网络化控制系统分析与设计、最优与鲁棒控制、控制理论工程应用, E-mail: aujlyu@scut.edu.cn;

苏为洲 教授, 博士生导师, 目前研究方向为网络化控制系统分析与设计、最优与鲁棒控制、控制理论工程应用, E-mail: wzhsu@scut.edu.cn.