

文章编号 1004-924X(2014)04-0926-08

光雷一体化测量系统的谐振特性及组合补偿

郭同健^{1,2*}, 高慧斌¹, 宋立维¹, 张淑梅¹, 余 毅¹

(1. 中国科学院 长春光学精密机械与物理研究所, 吉林 长春 130033; 2. 中国科学院大学, 北京 100049)

摘要:针对光雷一体化测量系统中复杂谐振对伺服单元的不利影响,提出了采用自适应陷波器及观测器滤波反馈组合实现谐振补偿的方法。首先,结合机械结构及频响测试结果分析了系统的谐振特性,指出系统存在雷达天线谐振、雷达机体谐振和天线高阶及轴系耦合谐振等 3 类主要谐振模式,并求得谐振特性随俯仰角变化的规律。讨论了对这种复杂谐振的补偿方法,提出采用自适应陷波器补偿雷达天线和雷达机体谐振,并利用 Kalman 观测器滤波反馈抑制天线高阶及轴系耦合谐振的方法。结果表明:经过谐振组合补偿后,各类谐振均得到有效抑制,速度闭环带宽期望值达到了 115 rad/s,阶跃过程过渡时间为 0.35 s,在保证闭环控制稳定性的同时满足了系统带宽要求。

关键词:光雷一体化系统;谐振补偿;陷波器;Kalman 观测器

中图分类号:TP273.2;V556 **文献标识码:**A **doi:**10.3788/OPE.20142204.0926

Resonant characteristic and hybrid compensation of OE-radar integrative measuring system

GUO Tong-jian^{1,2*}, GAO Hui-bin¹, SONG Li-wei¹, ZHANG Shu-mei¹, YU Yi¹

(1. Changchun Institute of Optics, Fine Mechanics and Physics,
Chinese Academy of Sciences, Changchun 130033, China;

2. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

* Corresponding author, E-mail: tiguociomp@yahoo.cn

Abstract: To overcome the adverse effect of complicated resonant vibration resulting from the OE-radar integrative measuring system on a servo unit, a hybrid compensating method combined an adaptive notch filter and the feedback of observer filtering was proposed to restrain the resonant vibration. Firstly, the resonant characteristics of the system were analyzed according to the mechanical structure and tested frequency properties. It indicates that there are three kinds of primary resonant modes in the system, which is the radar antenna resonance, radar cabin resonance and the antenna high-order and bearing coupling resonance. The rule of resonant characteristics varying with an elevation angle was also obtained. Then, a compensating method to the complicated resonant vibration was discussed. The adaptive notch filter in series was applied to compensation of the radar antenna resonance and the radar cabin resonance, and the feedback of the Kalman observer filtering was used to restrain the antenna high-order and bearing coupling resonance. Experimental results indicate that all kinds of

收稿日期:2013-11-05;修订日期:2014-01-03.

基金项目:国家 863 高技术研究发展计划资助项目(No. 2010AA7034320)

resonances are restrained effectively by the hybrid compensating method, the velocity close-loop bandwidth of servo unit is up to 115 rad/s, and the transient time of step response is 0.35 s. The method proposed can satisfy the system requirements for high bandwidth and stabilization.

Key words: OE-radar integrative system; resonant compensation; notch filter; Kalman observer

1 引言

光雷一体化测量系统将光电望远镜、雷达天线紧密集成在同一个平台上实现目标跟踪测量,由于系统兼具雷达、光电传感器(可见光、红外)的各自优势,能在恶劣气象条件下对目标进行高精度测角、测距及实时定位^[1],单台设备就能完成以往需要多台设备协作才能完成的工作,在靶场试验任务中发挥着重要作用。然而,将雷达天线、光电望远镜共同安装在同一精密跟踪平台上会构成一个复杂谐振系统,表现出多谐振模式、谐振频率低、谐振参数变化的特点,这种谐振会直接制约伺服单元的控制带宽,对目标跟踪产生不利的影响。特别是光雷一体化测量系统的光学视场较小,必须具有更大控制带宽才能保证目标的跟踪测量。为此,有必要寻求有效方法对复杂谐振进行精确补偿,以满足系统控制带宽要求。

近年来,一些研究者提出了许多有效抑制复杂系统谐振的方法,如谐振比例控制^[2-3]、附加反馈控制^[4-5]、 H_∞ 控制^[6]、滤波器补偿^[7-8]等。谐振比例控制通过估计谐振转矩并进行反馈补偿来实现谐振抑制,但在光雷一体化测量系统中受高阶谐振及数据噪声影响,谐振转矩估计一般存在较大误差,反而会加剧高阶谐振。附加反馈控制要利用电机与负载间的转速差或转矩差构成反馈控制项,而此信息在光雷一体化测量系统中无法得到。 H_∞ 控制能够提高谐振系统的鲁棒性,但由于实现较为复杂,实际应用较少。滤波器补偿是从滤波角度出发,通过设置陷波器来抵消谐振峰以获得补偿效果,此方法广泛应用于光电跟踪系统,不过陷波器参数必须与谐振特性相匹配才能达到良好的谐振抑制效果。鉴于此,本文采用理论和实践相结合的方式,依据光雷一体化测量系统平台结构及谐振实际测试结果,分析该系统的谐振特性及变化规律,在此基础上给出基于自适应陷波器和观测器滤波反馈的谐振组合补偿方法,以实现复杂谐振精确补偿,使伺服单元能够设

计出较大控制带宽。

2 光雷一体化测量系统谐振特性分析

2.1 系统机械结构及频率响应测试

为满足目标测量需求,光雷一体化测量系统平台采用地平式结构,如图1所示。

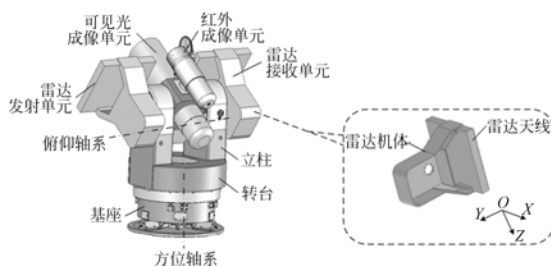


图1 光雷一体化测量系统结构示意图

Fig. 1 Structure of OE-radar integrative measuring system

该平台由方位轴系和俯仰轴系两部分组成,方位轴系包括转台和基座等部件,转台落在基座上,由基座内方位电机驱动沿方位旋转。转台左右立柱支撑着俯仰轴系,由俯仰电机驱动作俯仰运动。俯仰轴系上安装雷达发射和接收单元、可见光成像单元和红外成像单元这些传感器测量目标的方位和俯仰角位置,并经过伺服单元控制平台的方位和俯仰运动实现目标跟踪。

当平台作方位或俯仰运动时,各机械部件惯量及弹性变形相互作用将产生复杂的机械谐振,为了得到系统谐振特性,一般需要对平台的方位和俯仰轴系进行频率响应测试。测试方法常采用正弦扫频测试^[9],即给平台输入正弦电压信号,测量其速度稳态输出并计算输出量和输入量的幅值比和相位差,依次改变输入信号频率计算出不同频率点的幅值比和相位差数据,由此得到对象幅频、相频特性。对平台方位进行正弦扫频测试得到一组幅频特性测试曲线如图2所示。

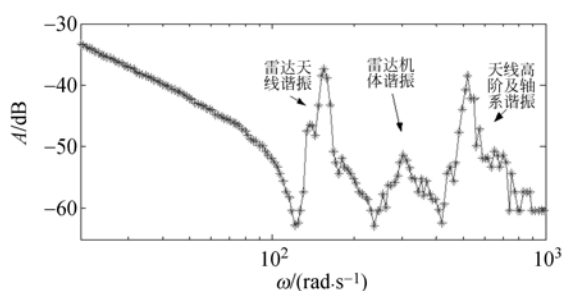


图 2 平台方位幅频特性测试曲线

Fig. 2 Magnitude-frequency property curve of the azimuth

从图 2 的测试结果可以看出,平台方位幅频特性存在三类明显谐振,谐振出现部位依次是雷达天线谐振、雷达机体谐振和天线高阶及轴系耦合谐振,这表明平台方位是一种多谐振模式对象,为了准确补偿,有必要对其进一步分析研究。

2.2 典型谐振模式分析

从频率响应测试结果可知,随着方位电机激励频率增加,将依次发生雷达天线谐振、雷达机体谐振和天线高阶及轴系谐振,这三种谐振的激发部位不同具有不同的谐振特点。

雷达天线谐振是由雷达发射和接收单元的天线面共振而产生,天线振动引起弹性恢复力反作用于平台方位使其出现同频率振动。图 1 中雷达天线结构可以看成四边简支正方形薄板,其横向往面受垂向激励力作用(OY 方向)弯曲变形产生振动,并具有多阶振动模式^[10],各阶模态固有频率为:

$$\omega_{ij} = \left(\frac{i^2}{a^2} + \frac{j^2}{b^2} \right) \pi^2 \sqrt{\frac{D}{\rho h}} \quad (i, j=1, 2, 3, \dots), \quad (1)$$

式中: a, b 表示简支在 x 和 y 方向的矩形板长度, i, j 表示板弯曲变形后在 x 和 y 方向的半波长个数, D 为薄板的抗弯刚度, ρh 是薄板的单位面积质量。由于天线阻尼系数较小,当外界激励接近其固有频率时将产生共振,致使雷达天线产生多阶谐振模式。这里雷达天线谐振指其第一阶谐振模式,测试得到谐振频率 ω_{11} 约为 150 rad/s。根据式(1)可以确定雷达天线第二阶谐振模式频率 ω_{22} 约为 600 rad/s,与轴系谐振耦合。

在平台作方位运动时,电机力矩通过转台和雷达机体水平作用在雷达天线上,设在 0° 俯仰角对雷达天线垂向作用力矩为 T_a ,则在任意俯仰角

时力矩作用分量 T_a' 为:

$$T_a' = T_a \cos \alpha, \quad (2)$$

天线横向振动是连续线性振动系统,在弹性范围内,天线振动位移与外部激励具有线性关系,而且弹性恢复力与弹性变形满足胡克定律:

$$x_a' = x_a \cos \alpha, F_a' = F_a \cos \alpha, \quad (3)$$

式中: x_a, F_a 表示力矩 T_a 引起天线振动位移和弹性恢复力, x_a', F_a' 为力矩引起天线振动位移和弹性恢复力。雷达天线谐振时,弹性恢复力 F_a' 水平分量反作用于转台引起方位振动,振幅 y_a' 为:

$$y_a' = y_a (\cos \alpha)^2, \quad (4)$$

式中: y_a 表示在 0° 俯仰角时雷达天线谐振引起方位振动大小;振幅 y_a' 可由编码器测量得到。式(4)建立了雷达天线谐振强度随俯仰角度变化的数学关系。为进一步验证这种变化规律,在不同俯仰角进行频率响应测试,得到了谐振强度结果并与理论值进行比较,结果如表 1 所示,为了方便对比,谐振强度值是以 0° 俯仰角下实际谐振大小进行归一化后的结果。

表 1 雷达天线谐振测试结果

Tab. 1 Testing results of radar antenna resonance

俯仰角 / $^\circ$	谐振峰频率 / $(\text{rad} \cdot \text{s}^{-1})$	归一化实际 谐振强度/dB	理论谐振 强度/dB
0	155	0	0
15	147	-0.68	-0.6
30	151	-2.76	-2.5
45	151	-6.17	-6
60	151	-12.75	-12
90	—	—	—

从表 1 中可以看出,实际测试结果符合式(4)建立理论关系,且谐振频率保持不变。

雷达机体谐振由雷达发射和接收单元的机体共振而产生。由于雷达机体是不规则多边形壳体结构,其横向往面受到垂向激励力(OX 方向)作用易形变引发振动。垂向激励力是在方位变速运动时机体内各质量件的离心作用产生的,当激励频率接近雷达机体横向振动固有频率时就产生雷达机体谐振。同样,在不同俯仰角下进行频率响应测试,测得雷达机体的谐振特性如表 2 所示,谐振强度值是以 90° 俯仰角下实际谐振大小进行归一化后的结果。

表2 雷达机体谐振测试结果

Tab. 2 Testing results of radar cabin resonance

俯仰角 /(°)	谐振峰频率 /(rad·s ⁻¹)	归一化实际 谐振强度/dB	理论谐振 强度/dB
0	—	—	—
15	350	-24.12	-23.5
30	342	-13.5	-12
45	340	-6.33	-6
60	333	-3.09	-2.5
90	324	0	0

从表2中可以看出,随着俯仰角增加,雷达机体谐振频率基本不变,而谐振强度逐渐增大,并且振动幅度 y_b' 随俯仰角变化规律可用以下数学关系进行拟合:

$$y_b' = y_b (\sin \alpha)^2, \quad (5)$$

式中: y_b 表示在90°俯仰角时雷达机体谐振产生的方位振动大小。

天线高阶及轴系耦合谐振,是由雷达天线二阶谐振模态和方位轴系谐振相互耦合形成,从而使该类谐振变得更为复杂。根据上述分析,雷达天线二阶谐振模态强度随俯仰角变化而改变,但频率保持不变,同时机械结构确定时轴系谐振特性基本不变。因此,此类谐振振动频带固定不变,但幅频特性曲线随俯仰角不同而变化,如图3所示。

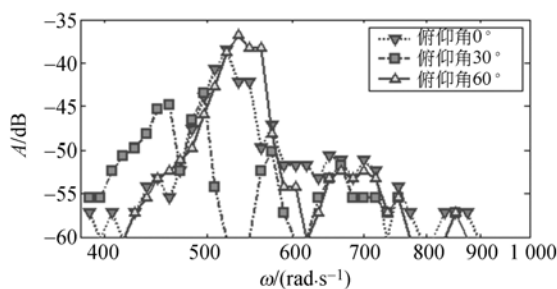


图3 不同俯仰角的天线高阶及轴系耦合谐振测试曲线

Fig. 3 Testing curves of antenna high-order and bearing coupling resonance in different elevation angles

这三类谐振模式特性均随着俯仰角变化而改变,在进行谐振补偿时必须考虑这一特点。

3 谐振组合补偿方法

为了使伺服单元具有足够闭环带宽,针对光雷一体化测量系统的三类谐振模式的不同特性采用自适应陷波器及观测器滤波反馈的组合方法来实现谐振补偿,原理如图4所示。

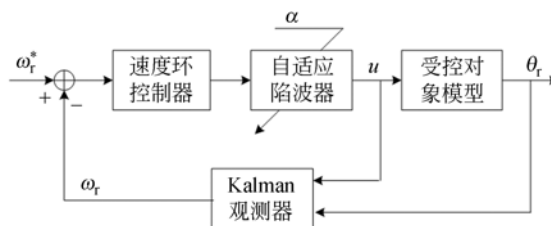


图4 谐振组合补偿原理框图

Fig. 4 Principle diagram of hybrid resonant compensation

图4中,通过在控制回路的前向通道中设置自适应陷波器来衰减信号中引起雷达天线和雷达机体谐振的频率分量,实现雷达天线谐振和雷达机体谐振补偿,在反馈通道中设置Kalman观测器用来抑制天线高阶及轴系耦合谐振。这是由于雷达天线谐振频率和雷达机体谐振频率处于控制回路频率特性的中高频段,对控制系统的动态性能影响较大,因此,在谐振强度随着俯仰角 α 变化而变化时,为了使系统动态性能相对稳定,陷波器参数需要随之进行自适应调整;对于天线高阶及轴系耦合谐振,两谐振模式间相互耦合使得难以用陷波器进行精确参数匹配,但由于该类谐振频率相对较高,速度控制器的低通滤波对其已有部分抑制能力,因此采用观测器滤波反馈方法,通过构造速度观测器^[11-12]来获取速度反馈信号,同时滤除其中高频谐振分量防止振动噪声通过反馈回路引起持续谐振,达到进一步抑制谐振目的。

3.1 基于自适应陷波器的谐振补偿

用于谐振补偿的陷波器具有如下形式:

$$G_n(s) = \frac{s^2 + 2\zeta_z \omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta_p \omega_n s + \omega_n^2}, \quad (6)$$

式中: ω_n 为陷波器中心频率,其值设置应与谐振频率相同; ζ_z 为零点阻尼系数; ζ_p 为极点阻尼系数且 $\zeta_p > \zeta_z$ 。陷波器频率特性如图5所示,可以看出,陷波器在中心频率 ω_n 附近的幅度衰减,衰减大小由阻尼系数比 ζ_p/ζ_z 控制,当参数匹配合适时,谐振峰正好能被陷波器下陷段抵消。

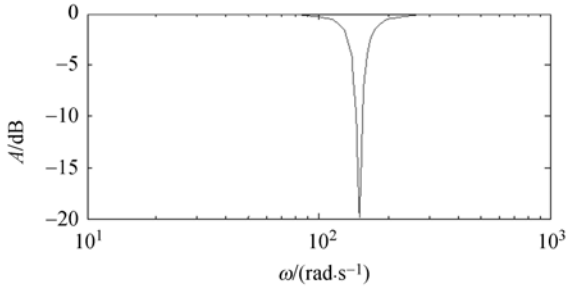


图 5 陷波器幅频特性曲线

Fig. 5 Magnitude-frequency property of notch filter

由于雷达天线和雷达机体的谐振频率不同,并且谐振强度随俯仰角的变化而变化,因此设置两级自适应陷波器分别补偿雷达天线谐振和雷达机体谐振,并根据实时测量的俯仰角度 α 控制陷波器的阻尼系数比进行相应调整,使陷波器衰减大小始终与谐振强度相匹配。陷波器参数自适应调整过程如下:

(1) 第一级陷波器用来补偿雷达天线谐振。根据式(4)和表 1 可知,在 0° 俯仰角下,雷达天线谐振强度最大,随着俯仰角 α 增加,谐振强度按 $(\cos \alpha)^2$ 比例减小。因此,首先根据 0° 俯仰角下雷达天线谐振特性测试结果,得出雷达天线谐振频率、谐振频带及谐振强度,由此确定该条件下陷波器中心频率 ω_{h1_0} 、阻尼系数 ζ_{p1_0} 和 ζ_{z1_0} ,使雷达天线谐振被准确补偿;之后随着俯仰角变化,该级陷波器参数按如下公式调整:

$$\omega_{h1} = \omega_{h1_0}, \quad \zeta_{p1} = \zeta_{p1_0}, \quad (7)$$

$$\zeta_{z1} = \begin{cases} \zeta_{z1_0} / (\cos \alpha)^2, & \zeta_{z1} < \zeta_{p1} \\ \zeta_{p1}, & \text{其他} \end{cases}, \quad (8)$$

式中: ω_{h1} 为第一级陷波器的中心频率, ζ_{p1} 、 ζ_{z1} 为第一级陷波器极点和零点阻尼系数。

(2) 第二级陷波器用来补偿雷达机体谐振。根据式(5)和表 2 可知,在 90° 俯仰角下,雷达机体谐振强度最大,随着俯仰角 α 减小,谐振强度按 $(\sin \alpha)^2$ 比例减小。因此,应事先根据 90° 俯仰角下雷达机体谐振特性测试结果,确定该条件下陷波器中心频率 ω_{h2_90} 、阻尼系数 ζ_{p2_90} 和 ζ_{z2_90} ,使雷达机体谐振能被准确补偿。随着俯仰角变化,该级陷波器参数按如下公式调整:

$$\omega_{h2} = \omega_{h2_90}, \quad \zeta_{p2} = \zeta_{p2_90}, \quad (9)$$

$$\zeta_{z2} = \begin{cases} \zeta_{z2_90} / (\sin \alpha)^2, & \zeta_{z2} < \zeta_{p2} \\ \zeta_{p2}, & \text{其他} \end{cases}, \quad (10)$$

式中: ω_{h2} 为第二级陷波器的中心频率, ζ_{p2} 、 ζ_{z2} 为第

二级陷波器极点和零点阻尼系数。

由于陷波器在低频段会产生相位延迟,因此在确定陷波器的参数调整过程后,还需要计算陷波器在开环剪切频率处相角大小,使得在设计速度环控制器能够预留足够相位裕度以保证系统稳定性。利用 MATLAB 软件能够容易得到不同俯仰角陷波器参数变化时在剪切频率处的相角。

3.2 基于观测器滤波反馈的谐振补偿

观测器选择对测量误差及振动干扰抑制能力较强的 Kalman 观测器,它在系统带宽内将产生很小的相位延迟,使系统稳定性基本不受影响。为滤除高频振动噪声,不考虑谐振因素,电机驱动模型的状态方程描述为:

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{T}}_{em} \\ \dot{\mathbf{T}}_L \\ \dot{\boldsymbol{\omega}}_r \\ \dot{\boldsymbol{\theta}}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & -\frac{K_T K_E}{L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{J} & -\frac{1}{J} & -\frac{f}{J} & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{T}_{em} \\ \mathbf{T}_L \\ \boldsymbol{\omega}_r \\ \boldsymbol{\theta}_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{K_T}{L} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u, \quad (11)$$

式中: $\mathbf{T}_{em}$ 表示电磁转矩; $\boldsymbol{\omega}_r$ 为电机角速度; u 为电机输入电压; $\mathbf{T}_L$ 为负载扰动力矩; f 对应黏滞摩擦系数; J 为负载转动惯量; R 和 L 分别为电机内阻及电感; K_T 和 K_E 分别为力矩系数及反电势系数。将式(11)写成矩阵方程形式:

$$\dot{\mathbf{x}} = \Phi \mathbf{x} + \Gamma u, \quad (12)$$

由于测量数据为光电轴角编码器位置值,则对应测量方程为:

$$y = \mathbf{C} \mathbf{x}, \quad (13)$$

式中: $\mathbf{x} = [\mathbf{T}_{em} \ \mathbf{T}_L \ \boldsymbol{\omega}_r \ \boldsymbol{\theta}_r]^T$, $\mathbf{C} = [0 \ 0 \ 0 \ 1]$ 。假定采样周期为 T_s ,对式(12)、(13)离散化并考虑系统误差和测量噪声得:

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{A} \mathbf{x}_k + \mathbf{B} u_k + \mathbf{w}, \quad (14)$$

$$y_k = \mathbf{C} \mathbf{x}_k + v, \quad (15)$$

式中: $\mathbf{A} = e^{\Phi T_s}$, $\mathbf{B} = \int_0^{T_s} e^{\Phi \eta} d\eta \Gamma$, $\mathbf{w}$ 为系统误差噪声, v 为测量噪声。设定 $\mathbf{w}$ 、 v 均为平稳高斯噪声,且定义噪声协方差矩阵:

$$\mathbf{Q} = \text{cov}(\mathbf{w}) = \mathbf{E}\{\mathbf{w} \mathbf{w}^T\}, \quad (16)$$

$$\mathbf{R} = \text{cov}(v) = \mathbf{E}\{v v^T\}, \quad (17)$$

则 Kalman 滤波器的迭代算法为:

(1) 计算状态变量预测值及预测方差矩阵

$$\hat{\mathbf{x}}_{k,k-1} = \mathbf{A} \mathbf{x}_{k-1} + \mathbf{B} u_{k-1}, \quad (18)$$

$$\mathbf{P}_{k,k-1} = \mathbf{A} \mathbf{P}_{k-1} \mathbf{A}^T + \mathbf{Q}, \quad (19)$$

(2) 计算增益向量

$$\mathbf{K}_k = \mathbf{P}_{k,k-1} \mathbf{C}^T (\mathbf{C} \mathbf{P}_{k,k-1} \mathbf{C}^T + \mathbf{R})^{-1}. \quad (20)$$

(3) 计算状态变量的滤波估计及滤波方差矩阵:

$$\hat{\mathbf{x}}_k = \hat{\mathbf{x}}_{k,k-1} + \mathbf{K}_k (\mathbf{y}_k - \mathbf{C} \hat{\mathbf{x}}_{k,k-1}), \quad (21)$$

$$\mathbf{P}_k = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_k \mathbf{C}) \mathbf{P}_{k,k-1}. \quad (22)$$

利用 Kalman 观测器,可以得到相应采样时刻速度滤波估计并反馈至速度环构成闭环控制,由于此观测器状态方程忽略了谐振因素,且将编码器测量出的振动分量设定成噪声,因此得到的速度估计量中振动分量被有效削弱,从而获得谐振补偿效果。

4 实验结果

在某型号光雷一体化测量系统研制过程中,通过在伺服单元上编写谐振组合补偿算法程序,并合理设置参数,开展相关测试实验。

4.1 观测器滤波反馈测试实验

在此测试实验中将对比分析基于编码器位置值差分测速反馈结果和基于 Kalman 观测器滤波反馈结果,以此验证观测器滤波反馈对天线高阶及轴系耦合谐振的抑制效果。对比实验在速度闭环下进行,速度环控制器及自适应陷波器参数保持不变,闭环输入值为恒定的速度参考值,测量值为编码器采样值的一阶差分测速结果。Kalman 观测器所需的状态参数根据电机型号和开环辨识得到,其值如表 3 所示。

表 3 Kalman 观测器状态参数

Tab. 3 State-parameters of Kalman observer

参数	数值
电机内阻(Ω)	5
电机电感(H)	0.04
力矩系数($[\text{N} \cdot \text{m} / \text{A}]$)	38.7
反电势系数($[\text{V} / (\text{rad} \cdot \text{s}^{-1})]$)	38.7
负载转动惯量($\text{kg} \cdot \text{m}^2$)	240
摩擦系数($[\text{N} \cdot \text{m} / (\text{rad} \cdot \text{s}^{-1})]$)	4.826

利用编码器位置值差分测速进行反馈与利用 Kalman 观测器速度滤波估计进行反馈的速度闭环阶跃响应如图 6 所示。进一步对阶跃响应的稳态结果进行 FFT 分析,如图 7 所示。通过对比分

析可以看出,采用位置值差分测速反馈时,由于差分测速对谐振没有抑制效果,阶跃响应发生了明显的振动,振动频率为 92 Hz,处于天线高阶及轴系耦合谐振频带范围,表明该振动为天线高阶及轴系耦合谐振。而采用 Kalman 观测器滤波反馈后,阶跃响应比较平稳(尽管频谱分析中存在 180 Hz 和 360 Hz 明显频率分量,但其属于编码器的噪声分量),这表明 Kalman 观测器滤波反馈对天线高阶及轴系耦合谐振有明显抑制作用。此外,阶跃过渡过程的调节时间达到 0.35 s,可以满足速度环动态性能要求。

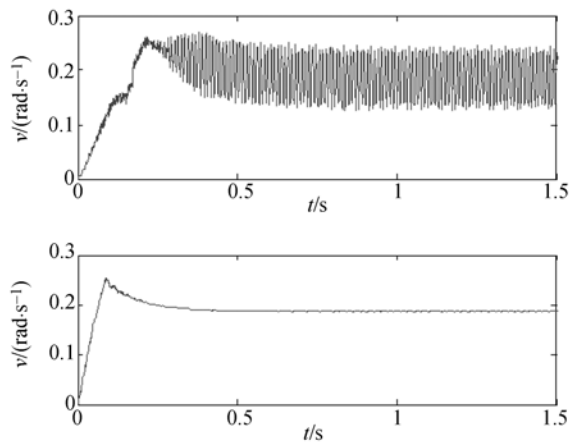


图 6 速度闭环阶跃响应

Fig. 6 Step responses of velocity close-loop system

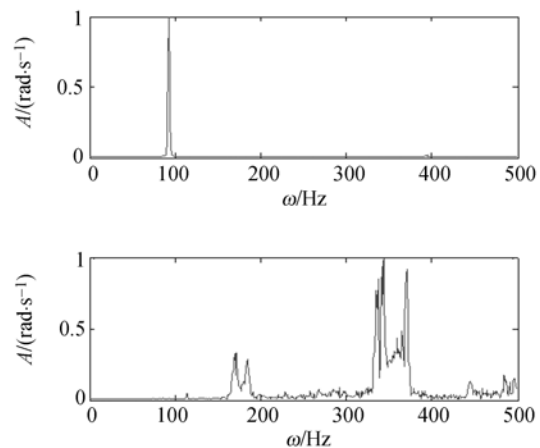


图 7 阶跃响应结果的频率成分

Fig. 7 Frequency components of step response

4.2 速度闭环带宽测试实验

光雷一体化测量系统伺服单元的速度环期望带宽能高于 100 rad/s,这样能够允许位置环带宽

设计达到 20 rad/s 以上,以便满足光电传感器跟踪精度要求。同样,采用正弦扫频方法测试在俯

仰角 30°和 60°两种不同俯仰角情形下的速度闭环频率特性,测试结果如图 8 所示。

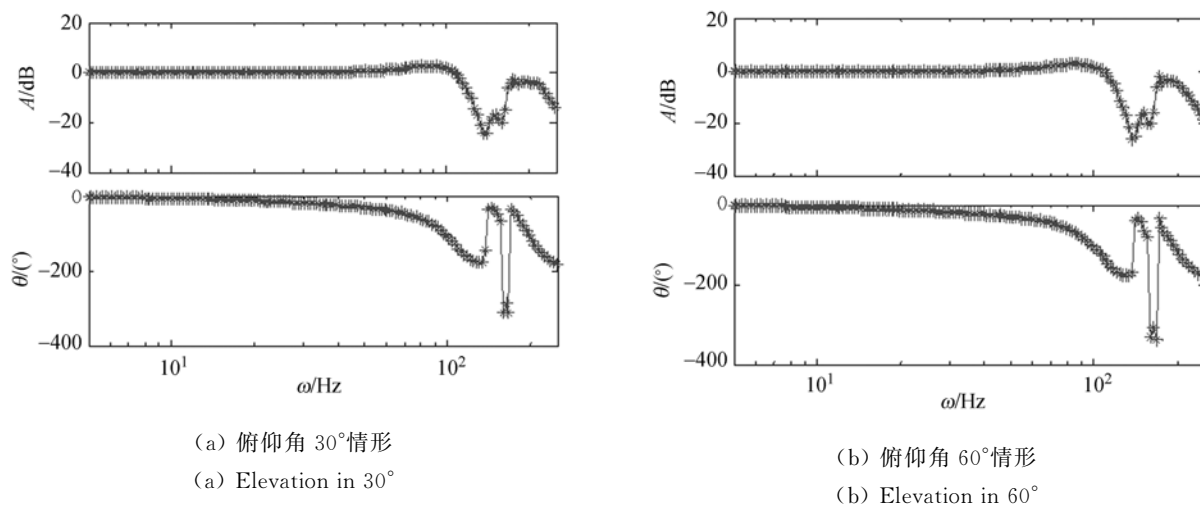


图 8 速度闭环频率特性测试曲线

Fig. 8 Frequency property curves of velocity close-loop system

可以看出,即使在不同俯仰角下谐振特性发生变化,但通过谐振组合补偿,其速度闭环频率特性会基本保持不变,并且闭环带宽达到 115 rad/s,满足期望带宽要求。

5 结 论

针对光雷一体化测量系统的多谐振模式、谐振频率低、谐振参数变化特点,通过对谐振测试结

果的分析,得出谐振特性随俯仰角的变化规律;并据此通过采用自适应陷波器及 Kalman 观测器滤波反馈的组合补偿方法,实现了复杂谐振的精确补偿。一系列实验结果证明:经过谐振组合补偿后,速度闭环带宽达到 115 rad/s,阶跃过程过渡调节时间为 0.35 s,满足伺服单元速度环设计的期望要求。在此基础上通过进一步设计位置环,可以使光雷一体化测量系统的光电跟踪精度达到指标要求。

参考文献:

- [1] 王晓明,乔彦峰,宋立维,等. 用单站光电雷达一体化系统测量目标三维姿态[J]. 光学 精密工程, 2011,19(8):1779-1786.
WANG X M, QIAO Y F, SONG L W, et al.. Measurement of three-dimensional attitude by single opto-electrical and radar integration instrument [J]. Opt. Precision Eng., 2011, 19(8):1779-1786. (in Chinese)
- [2] KATSURA S, OHNISHI K. Force servoing by flexible manipulator based on resonance ratio control [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronic, 2007, 54(3): 539-547.
- [3] SHUTARO Y, SEIICHIRO K. Vibration suppression control of 2-mass resonant system for haptic tele-operation [C]. The 11th IEEE International Workshop on Advanced Motion Control, Nagao-ka, 2010: 655-660.
- [4] ANANTHAPADMANABHA T, KULKARNI A D, SHIMRAY B A. Reducing torsional oscillation and performance improvement of industrial drives using PI along with additional feedbacks [J]. Journal of Electrical and Electronics Engineering Research, 2010, 2(6): 132-142.
- [5] SZABAT K, ORLOWSKA K T. Vibration suppression in a two-mass drive system using PI speed controller and additional feedbacks comparative study [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronic, 2007, 54(2): 1193-1206.

- [6] KAR I N, SETO K, DOI F. Multimode vibration control of a flexible structure using H^∞ -based robust control [J]. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 2000, 5(1): 23-31.
- [7] 王国富,余法山,汪旭东,等. 机载光电转台的谐振分析及自适应滤波器设计[J]. *光学精密工程*, 2007, 15(11): 1802-1808.
WANG G F, YU F S, WANG X D, *et al.*. Analysis on resonance of air-borne opto-electronic tracking turntable and design of adaptive filter [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2007, 15(11): 1802-1808 (in Chinese).
- [8] OHNO K, HARA T. Adaptive resonant mode compensation for hard disk drives[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronic*, 2006, 53(2): 624-630.
- [9] 王帅,陈涛,李洪文,等. 光电跟踪伺服系统的频率特性测试与模型辨识[J]. *光学精密工程*, 2009, 17(1): 78-84.
WANG SH, CHEN T, LI H W, *et al.*. Frequency characteristic test and model identification for O-E tracking servo system[J]. *Opt. Precision Eng.*, 2009, 17(1): 78-84 (in Chinese)
- [10] 朱石坚,楼京俊,何其伟,等. 振动理论与隔振技术[M]. 北京:国防工业出版社, 2006.
ZHU S J, LOU J J, HE Q W, *et al.*. *Vibration Theory and Vibration Isolation*[M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2006. (in Chinese)
- [11] 郑泽东,李永东,肖曦,等. 永磁同步电机负载转矩观测器[J]. *电工技术学报*, 2010, 25(2): 30-36.
ZHENG Z D, LI Y D, XIAO X, *et al.*. Load torque observer of permanent magnet synchronous motor [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2010, 25(2): 30-36. (in Chinese)
- [12] 吴忠,吕绪明. 基于磁编码器的伺服电机速度及位置观测器设计[J]. *中国电机工程学报*, 2011, 31(9): 82-87.
WU ZH, LU X M. Design of angular velocity and position observer for servo motors with magnetic encoders [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2011, 31(9): 82-87. (in Chinese)

作者简介:



郭同健(1981—),男,吉林长春人,博士研究生,副研究员,2002年、2005年于南昌大学分别获学士、硕士学位,主要研究方向为精密跟踪伺服控制技术。
E-mail: tjguo_ciomp@yahoo.cn

导师简介:



高慧斌(1963—),男,吉林长春人,研究员,博士生导师,1985年、1990年于吉林工业大学分别获学士、硕士学位,主要研究方向为光电测量和跟踪控制技术。E-mail: gaohuibin1@163.com

(版权所有 未经许可 不得转载)