

文章编号 1004-924X(2010)06-1286-09

利用动态靶标谐波特性评价光电经纬仪的跟踪性能

张 宁^{1,2}, 沈湘衡¹, 杨 亮^{1,2}, 谢明明^{1,2}

(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 研究生院, 北京 100039)

摘要:提出了一种利用动态靶标实现光电经纬仪跟踪性能等效正弦评价的新方法。分析了动态靶标目标及相应跟踪误差的幅度谱和功率谱特性,提出将动态靶标看作由有限项基频谐波和整数倍基频高次谐波的加权和组成的谐波源。根据被检光电经纬仪跟踪性能设计等效正弦信号,利用动态靶标产生与等效正弦信号同频率的谐波信号完成光电经纬仪跟踪误差系统在该频率下幅频特性函数值的测试。等效正弦的幅值和测得的幅频特性值乘积即为跟踪等效正弦信号的跟踪误差最大值,从而实现了跟踪性能评价。利用该方法测得方位方向的最大跟踪误差为 $0.65'$,远小于 $4'$ 的指标要求,而利用动态靶标直接检测的值为 $4.7'$ 。实验表明该方法准确、可行,同时避免了直接利用动态靶标检测时可能使跟踪伺服系统出现过度校正的问题。

关键词:光电经纬仪;跟踪性能;动态靶标;幅度谱;功率谱;傅里叶级数;跟踪误差系统

中图分类号:V556.5 **文献标识码:**A **doi:**10.3788/OPE.20101806.1286

Evaluation of tracking performance of photoelectric theodolite by using harmonic property of dynamic target

ZHANG Ning^{1,2}, SHEN Xiang-heng¹, YANG Liang^{1,2}, XIE Ming-ming^{1,2}

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

2. *Graduate University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100039, China*)

Abstract: A novel approach based on the equivalent sine testing is proposed to evaluate the tracking performance of a photoelectric theodolite by using a dynamic target. The characteristics of the amplitude and power spectra of the dynamic target and the relative tracking errors are analyzed, and the dynamic target is taken as a harmonic source formed by the finite weighted sums of the base frequency harmonics and the weight sums of high harmonics that is the integral times of base frequency. The angular frequency and amplitude of an equivalent sine signal are designed according to the testing desire, and the amplitude-frequency characteristic function value of tracking error system is tested by using the harmonic signal in the same angular frequency with the equivalent sine signal generated by the dynamic target. The amplitude of equivalent sine and the function value are multiplied to get the maximum tracking error of tracking signal, and then the tracking performance is evaluated by using the

收稿日期:2009-05-25;修订日期:2009-08-26.

基金项目:国家 863 高技术研究发展计划资助项目(No. 2008AA7034320B)

proposed method. The tracking performance of a photoelectric theodolite is evaluated by this method. Compared with the maximum tracking error of $4.7'$ measured by the dynamic target directly, the proposed method can offer the maximum azimuth tracking error of $0.65'$, which is far less than the desired maximum tracking error of $4'$. The result shows that the method can evaluate the tracking performance of the theodolite exactly and can avoid the possible excessive correction of tracking servo system by using dynamic target directly.

Key words: photoelectric theodolite; tracking performance; dynamic target; amplitude spectrum; power spectrum; Fourier series; tracking error system

1 引言

目前,光电经纬仪跟踪性能室内检测的主要工具是光学动态靶标,而动态靶标并不能真实检测和有效评价光电经纬仪的跟踪性能,其主要原因是动态靶标只能提供一个近似正弦的运动目标而非标准正弦,目标运动的高阶导数过大。根据经典控制理论中的动态误差系数法,过大的高阶导数会使跟踪误差不再能够真实体现光电经纬仪的跟踪性能。由于无法准确获取光电经纬仪跟踪系统传递函数,动态误差法仅可用于理论分析,不能对过大的跟踪误差进行量化计算和修正。所以,利用动态靶标不能很好地完成对光电经纬仪跟踪性能的评价。用等效正弦检测法检测伺服系统跟踪性能,能同时满足最大角速度和角加速度要求,是一种比较理想的检测方法^[1],但是由于没有相应的检测设置目前尚不能实现。

由于无法测量光电经纬仪跟踪伺服系统的传递函数,动态误差系数法仅限应用于理论分析。而系统的幅频特性是角频率的函数,在特定角频率下的函数值可以通过计算系统的谐波信号幅值变化得到。目前,光电经纬仪跟踪性能评价都是在时域上完成的,测试过程中得到的仅仅是一系列的时序数据,其性能本质被掩盖。频域分析是目前信息处理研究的热点,尤其是现代信号处理方法和快速傅里叶变换(FFT)的提出和发展,使大量的信息处理运算得以实现。本文根据以上分析,提出了在频域内利用动态靶标谐波源实现跟踪性能等效正弦检测的方法。

文中介绍了利用动态靶标检测光电经纬仪跟踪性能的方法、构成以及位置关系等,在此基础上,给出了动态靶标方位角及其相应跟踪误差的幅度谱和功率谱,并详细分析了其特点。根据周

期信号分解定理将方位角信号和相应跟踪误差分解为有限项的傅里叶级数,即一系列有限项的谐波信号,并且谐波信号幅值主要集中在1~5次谐波分量上,由此动态靶标的目标信号可以用有限项基波频率确定的谐波信号表示。光电经纬仪跟踪伺服系统可以简化为一个线性定常系统,使光电经纬仪跟踪动态靶标的过程变为一系列谐波信号输入到一个近似线性定常系统的过程。在光电经纬仪跟踪性能评价过程中,提出了跟踪误差系统的概念,分析了跟踪误差系统在特定角频率下幅频特性函数值的计算方法。最后,给出了利用动态靶标谐波信号和跟踪误差系统幅频特性函数完成光电经纬仪跟踪性能等效正弦检测的方法,并进行了可行性分析和实验验证。

2 动态靶标目标及跟踪误差的幅度谱分析

动态靶标与光电经纬仪空间运动关系如图1(a)(b)所示。图1(a)为动态靶标的原理图和光电经纬仪跟踪动态靶标时的位置关系。图1(b)中, S 是可编程动态靶标上模拟目标的光点, S 以空间某一特定位置 R 为圆心,以直线 OR 为旋转的轴线,在与 OR 相垂直的平面上旋转。 S 点的出射光形成以 O 点为顶点的光锥, O 点是光锥的顶点,也是光电经纬仪水平轴、垂直轴和视轴三轴的交点,光电经纬仪对 S 点进行跟踪。

a 为 S 点出射光与旋转轴 OR 的夹角,即光锥的半锥角,也是光电经纬仪视轴与可编程动态靶标旋转轴的夹角; b 为旋转轴线 OR 与水平面的倾角, A 为光电经纬仪方位角; E 为光电经纬仪俯仰角。

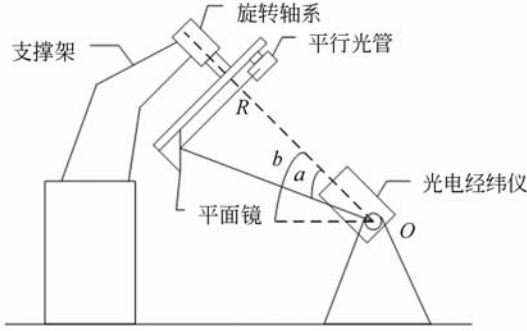
由球面三角定理可得目标的方位角 A 、俯仰

角 E 按式(1)、(2)变化,式中 $a=21.2^\circ, b=43.8^\circ$ 。

$$E = \arcsin(\cos a \sin b + \sin a \cos b \cos \theta), \quad (1)$$

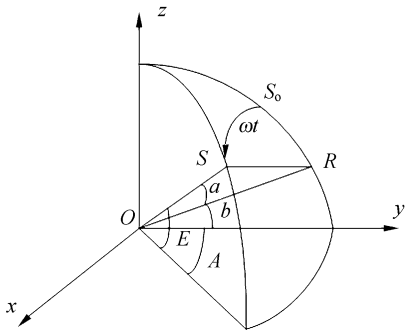
$$A = \arcsin\left(\frac{\sin a \sin \theta}{\cos E}\right), \quad (2)$$

式中, $\theta = \omega t$ 。



(a) 动态靶标与光电经纬仪空间位置关系

(a) Space relation between dynamic target and photoelectric theodolite



(b) 运动数学模型

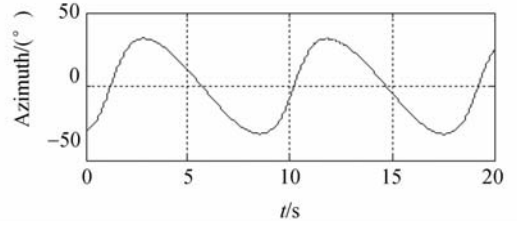
(b) Relevant running mathematic model

图 1 动态靶标与光电经纬仪空间运动关系图

Fig. 1 Space relation between dynamic target and photoelectric theodolite

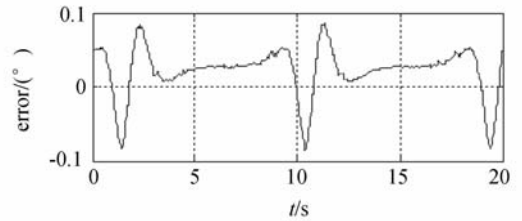
利用动态靶标检测光电经纬仪跟踪性能的方法^[2]对某型号光电经纬仪进行检测,记录动态靶标的目标方位角序列 $A(n)$ 、俯仰角序列 $E(n)$ 和光电经纬仪记录的相应的跟踪误差序列 $\Delta A(n)$ 和 $\Delta E(n)$ 。文中为叙述方便仅以方位方向为例进行分析,方位角序列及其跟踪误差如图 2 所示。图 2 中,动态靶标匀速运动周期 $T=9$ s,序列采样时间 $\Delta t=0.01$ s。

由图 2, $A(n), \Delta A(n)$ 均为等间隔采样的周期序列。对 $A(n), \Delta A(n)$ 进行幅度谱分析,需要利用计算机对序列进行离散傅里叶变换(DFT)和频谱分析。由于计算机只能对有限长的时间序



(a) 动态靶标方位角曲线

(a) Azimuth curve of dynamic target



(b) 光电经纬仪跟踪误差曲线

(b) Tracking error curve of photoelectric theodolite

图 2 动态靶标方位角曲线及其相应的跟踪误差曲线
Fig. 2 Azimuth curve of dynamic target and relative tracking error curve

列进行计算,因此需要对序列截断处理。序列截断处理相当于加矩形窗函数,不当的截断会引起频谱泄露^[3]。确定性的周期序列可以采用整周期截断的方式避免^[4]。 $A(n)$ 作为施加的确定性检测信号,信号周期可以准确确定,因而可以选择一个整周期序列进行幅度谱分析,也即加长度为 N 的离散矩形窗,其中 $N=T/\Delta t$ 。对于图 2 中的序列截断长度为 $N=900$ 。

对长度为 N 的序列 $x(n)$ 进行频谱特性分析时,首先对 $x(n)$ 进行离散傅里叶变换^[5] 得到傅里叶变换值 $X(k)$

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j\frac{2\pi}{N}kn} = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \left[\cos\left(\frac{2\pi}{N}kn\right) - j\sin\left(\frac{2\pi}{N}kn\right) \right], \quad (3)$$

式中, $k=0, 1, \dots, N-1$, 是离散谱线的序号,下文中 k 意义相同,省略不写。 N 为时间序列长度, $j = \sqrt{-1}$ 。

$X(k)$ 的实部 $X_R(k)$ 和虚部 $X_I(k)$ 分别为:

$$X_R(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cos\left(\frac{2\pi}{N}kn\right), \quad (4)$$

$$X_I(k) = - \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \sin\left(\frac{2\pi}{N}kn\right), \quad (5)$$

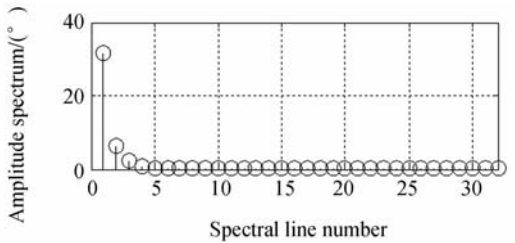
只考虑 $X(k)$ 的正频率部分,将负频率部分的幅值加到对应的正频率部分,则单边离散幅度谱 $S_{xamp}(k)$ 、功率谱 $S_{xp}(k)$ 表示为:

$$S_{xamp}(k) = \frac{2}{N} \sqrt{X_R^2(k) + X_I^2(k)}, \quad (6)$$

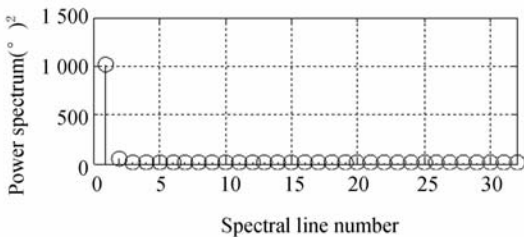
$$S_{xp}(k) = \frac{4}{N^2} [X_R^2(k) + X_I^2(k)]. \quad (7)$$

利用式(6)、(7)分别计算 $A(n)$ 的幅度谱,功率谱 $S_{Aamp}(k)$, $S_{Ap}(k)$ 和 $\Delta A(n)$ 的幅度谱,功率谱 $S_{\Delta Aamp}(k)$, $S_{\Delta Ap}(k)$, 结果如图 3、4 所示。

图 3、4 中只表示了正频率部分,负频率部分与之对称。用离散频谱分析对实测信号进行谱分析时,由于实测信号中随机噪声的存在会给幅度谱和功率谱带来误差^[6]。 $A(n)$ 作为施测信号,看作是理想信号。但 $A(n)$ 经过光电经纬仪跟踪伺服系统后会引入噪声,从图 2(b)中的跟踪误差曲线也可以说明。这时需要对跟踪误差序列 $\Delta A(n)$ 进行预处理,文中采用了低通滤波和样条平滑处理方式^[7]。



(a) 幅度谱
(a) Amplitude spectrum

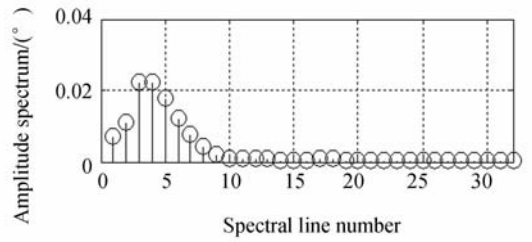


(b) 功率谱
(b) Power spectrum

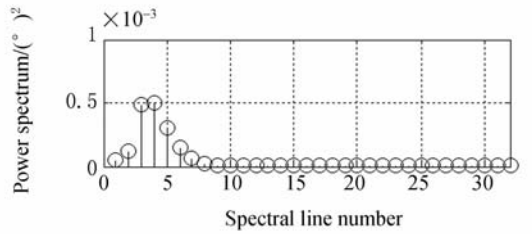
图 3 方位角序列的幅度谱和功率谱

Fig. 3 Amplitude and power spectra of azimuth sequence

从图 3、4 可以发现周期序列的幅度谱和功率谱为离散谱,每条谱线是 $k\omega$ 的函数,其中 $\omega = \frac{2\pi}{T} = 0.6981 \text{ rad/s}$ 。周期信号可以用傅里叶级数



(a) 幅度谱
(a) Amplitude spectrum



(b) 功率谱
(b) Power spectrum

图 4 方位跟踪误差的幅度谱和功率谱

Fig. 4 Amplitude and power spectra of azimuthal tracking error sequence

表述,则幅度谱代表了谐波频率时域信号幅值的单边峰值大小,是时域信号各谐波的幅值随频率的线性分布。而功率谱代表了功率,是谐波频率时域信号幅值的自乘,突出了主要的频率成分。通过方位角的幅度谱和功率谱分析可知,方位角谐波幅值随着频率的增加而迅速减小,并且基波的幅值远远大于其它高次谐波的幅值,功率谱图更清晰地说明方位角的功率主要集中在基波部分。方位跟踪误差也有同样的规律,但是谐波信号经过光电经纬仪伺服系统后,各次谐波的幅值规律发生了变化,变得更分散,其中功率谱主要集中在了 1~5 次谐波分量上。

3 动态靶标目标及跟踪误差的傅里叶级数逼近

周期信号分解定理表述为:任意一个周期信号,只要满足一定条件,都可以分解为基频 f_0 的谐波与整数倍基频的高次谐波的和,任一阶频率成分的幅值、相位都可以通过傅里叶级数展开得

到,其中 $f_0 = \frac{\omega}{2\pi}$ 。根据上述定理,光电经纬仪跟踪动态靶标的方位角信号及相应跟踪误差可以用有限项 p 的傅里叶级数表示^[8],分别描述为 $f_{A_p}(t), f_{\Delta A_p}(t)$ 。

方位角的傅里叶级数 $f_{A_p}(t)$ 为:

$$f_{A_p}(t) = \frac{1}{2}a_{A_0} + \sum_{l=1}^p (a_{A_l} \cos l\omega t + b_{A_l} \sin l\omega t), \quad (8)$$

式中,

$$a_{A_l} = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} A(n) \cos \frac{2\pi nl}{N}, (l = 0, 1, \dots, p),$$

$$b_{A_l} = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} A(n) \sin \frac{2\pi nl}{N}, (l = 1, \dots, p)。$$

N 是方位角序列一个周期内的序列长度。

跟踪误差的傅里叶级数 $f_{\Delta A_p}(t)$ 为:

$$f_{\Delta A_p}(t) = \frac{1}{2}a_{\Delta A_0} + \sum_{l=1}^p (a_{\Delta A_l} \cos l\omega t + b_{\Delta A_l} \sin l\omega t), \quad (9)$$

式中,

$$a_{\Delta A_l} = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \Delta A(n) \cos \frac{2\pi nl}{N}, (l = 0, 1, \dots, p),$$

$$b_{\Delta A_l} = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \Delta A(n) \sin \frac{2\pi nl}{N}, (l = 1, \dots, p)。$$

$f_{A_p}(t), f_{\Delta A_p}(t)$ 的第 l 次谐波的幅值和初始相位分别为:

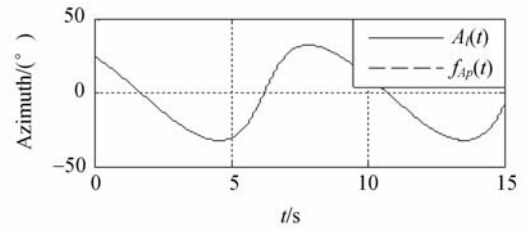
$$C_{A_l} = \sqrt{a_{A_l}^2 + b_{A_l}^2}, \varphi_{A_l} = \arctan \frac{b_{A_l}}{a_{A_l}}, \quad (10)$$

$$C_{\Delta A_l} = \sqrt{a_{\Delta A_l}^2 + b_{\Delta A_l}^2}, \varphi_{\Delta A_l} = \arctan \frac{b_{\Delta A_l}}{a_{\Delta A_l}}, \quad (11)$$

对比式(5)和式(10)、(11),发现第 l 次谐波的幅值与相应的 DFT 求得的幅度谱相同。这一现象并非偶然,其实可以严格表述为:利用整周期信号的傅里叶级数展开求出的基频以及高次谐波的幅值和相位对应于同一周期信号进行整周期截断做 DFT 求得的各条谱线的幅值和相位,但其相位差为 90° 。

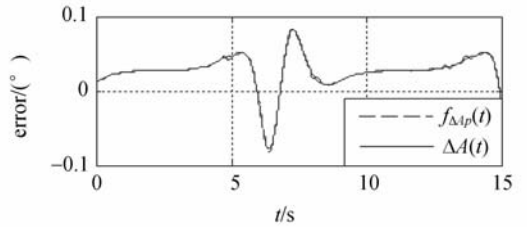
傅里叶级数的阶次由所测试的光电经纬仪跟踪误差的频谱特性决定。例如对本文所测试的光电经纬仪,由图 3(a),图 4(a)中所示的动态靶标方位角序列及其跟踪误差序列的幅度谱,谱线在第 30 阶时已经非常小, $S_{A_{amp}} = (2.9730 \times 10^{-4})^\circ$, $S_{\Delta A_{amp}} = (2.1263 \times 10^{-4})^\circ$ 。傅里叶级数选择 $p = 30$ 。则利用式(8)、(9)可以分别获得 $A, \Delta A$ 的傅

里叶级数形式 $f_{A_p}(t), f_{\Delta A_p}(t)$,如图 5(a)、(b)所示。



(a) 方位角的傅里叶级数逼近曲线

(a) Fourier series approximating curve of azimuth



(b) 跟踪误差的傅里叶级数逼近曲线

(b) Fourier series approximating curve of azimuth

图 5 方位角及跟踪误差的傅里叶级数逼近曲线

Fig. 5 Fourier series approximating curve of azimuth and tracking error

图 5 表明,当傅立叶级数的阶次达到 30 阶时,能够很好的逼近原曲线,方位角 A 与其傅里叶级数 f_{A_p} 的最大误差为 $(6.4446 \times 10^{-4})^\circ = 2.3201''$ 。同时,傅里叶级数逼近可以起到滤波的作用^[9],使得跟踪误差曲线更加平滑。

4 基于谐波特性的等效正弦检测

4.1 等效正弦检测原理及步骤

既然动态靶标目标可以用一系列基频谐波和整数倍基频的高次谐波的加权和表示,那么动态靶标可以看作是能够产生一系列谐波信号的谐波源。光电经纬仪跟踪动态靶标变为一系列基频谐波和整数倍高次谐波加权和信号通过一个位置随动系统的过程。

光电经纬仪跟踪伺服系统是一个单输入单输出的位置伺服系统,并且认为是单位反馈系统^[10],其误差采样闭环离散系统结构图如图 6 所示。图 6 中, $r(t), c(t)$ 是光电经纬仪的输入、输出, $e(t)$ 是稳态误差输出。虚线所示的理想采样

开关并不存在,是为了便于分析而虚设的。由于光电经纬仪跟踪伺服系统中存在 CCD 等传感器滞后、噪声^[11],跟踪架的死区、间隙、摩擦等,使系统变为一个非线性系统。滞后环节对稳态跟踪误差的幅值没有影响,并且可以通过预测等方式补偿,其它非线性环节可以看作噪声干扰,那么可以近似认为光电经纬仪跟踪伺服系统是一个稳定的线性时不变系统。

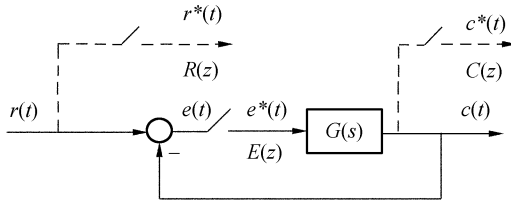


图 6 光电经纬仪跟踪系统离散结构图

Fig. 6 Block diagram of discrete tracking system of photoelectric theodolite

由图 6,跟踪伺服系统的连续输出 $c(t)$ 和跟踪误差输出 $e(t)$ 的拉氏变换为:

$$C(s) = G(s)E^*(s), \quad (12)$$

$$E(s) = R(s) - C(s). \quad (13)$$

跟踪误差系统传递函数 $\Phi_e(s)$,由下式表示:

$$\Phi_e(z) = \frac{1}{1 + G(z)}, \quad (14)$$

在跟踪性能评价过程中,可以进一步将跟踪伺服系统重新等效为一个系统,系统输入为跟踪目标信号,输出为相应的稳态跟踪误差,称该系统为跟踪误差系统。该系统并不真实存在,仅使跟踪性能过程中描述方便。跟踪误差系统同样可以近似为一个稳定的线性定常系统,系统传递函数为 $\Phi_e(s)$ 。

对于一个稳定的线性定常系统,由谐波输入产生的输出稳态分量仍然是与输入同频率的谐波信号,而幅值和相位的变化是角频率 ω 的函数,且与系统数学模型相关。定义谐波输入下,输出响应中与输入同频率的谐波分量与输入的幅值之比 $\Psi(\omega)$ 为幅频特性,相位之差 $\varphi(\omega)$ 为相频特性,并称其指数表达式:

$$\Phi(\omega) = \Psi(\omega)e^{j\varphi(\omega)}, \quad (15)$$

为系统的频率特性^[12]。

线性系统满足叠加定理,即若某一输入由若干个信号的加权和组成,则系统输出就是由这几

个信号中每一个响应的同样加权和组成,那么光电经纬仪跟踪动态靶标的过程可以理解为由一系列基频谐波和整数倍基频谐波信号通过光电经纬仪跟踪伺服系统,从而可以根据叠加原理,任取所有谐波信号中一列谐波及其响应进行分析。

设动态靶标谐波源中一列谐波输入为:

$$r_{A_l}(t) = C_{A_l} \sin(\omega t + \varphi_{A_l}), \quad (16)$$

其中,谐波信号角频率为 ω , ($l=1, \dots, p$)。

谐波信号通过跟踪误差系统后得到输出的拉氏变换为:

$$E_l(s) = \Phi_e(s)R_{A_l}(s), \quad (17)$$

式中, $R_{A_l}(s)$ 是输入谐波 $r_{A_l}(t)$ 的拉氏变换。

令 $s = j\omega$, 并代入式(17)中,得到系统谐波输出的稳态分量 $e_{s_l}(t)$, $e_{s_l}(t)$ 可以表述为

$$e_{s_l}(t) = C_{A_l} |\Phi_e(j\omega)| \sin(j\omega t + \varphi_{A_l} + \angle\Phi_e(j\omega)), \quad (18)$$

误差跟踪系统的幅频特性函数 $\Psi(\omega) = |\Phi_e(j\omega)|$, 相频特性函数 $\varphi(\omega) = \angle\Phi_e(j\omega)$ 。

由式(18)可知,光电经纬仪跟踪误差中角频率的谐波幅值为 $C_{A_l} |\Phi_e(j\omega)|$, 是谐波输入的幅值与该频率下系统幅频特性函数值的乘积。而由式(11)通过傅里叶级数逼近法计算得到的该频率下的谐波输出幅值为 $C_{\Delta A_l} = \sqrt{a_{\Delta A_l}^2 + b_{\Delta A_l}^2}$, 则幅频特性函数在角频率 ω 时的值为:

$$\Psi(\omega) = \frac{C_{\Delta A_l}}{C_{A_l}}. \quad (19)$$

$\Psi(\omega)$ 是一个常数,且与输入谐波幅值无关,那么一列谐波信号通过光电经纬仪跟踪误差系统的谐波输出幅值就可以通过分析该系统另一列同频谐波输入输出幅值得到。首先通过输入一列幅值已知的同频谐波信号并得到系统稳态输出,由式(10)、(11)、(19)计算得到该频率下系统的幅频特性函数值,此值与输入谐波幅值的乘积即为输出谐波的幅值。

根据上述分析,光电经纬仪跟踪伺服系统性能的等效正弦检测可以采用上述方法间接完成。

用一个与运动目标具有相同角速度和角加速度的正弦代替目标的运动,该正弦信号就称为等效正弦。等效正弦信号被认为是一种理想化的输入信号。

例如,已知目标运动最大角速度 $\dot{\theta}_{\max}$ 、最大角加速度 $\ddot{\theta}_{\max}$ 时,就可以求出一个等效正弦 $\theta_1(t)$

$$\theta_1(t) = \varphi_{in} \sin(\omega' t), \quad (20)$$

式中,等效正弦振幅 $\psi_{in} = \frac{\dot{\theta}_{max}^2}{\ddot{\theta}_{max}}$;等效正弦的角频率 $\omega' = \frac{\ddot{\theta}_{max}}{\dot{\theta}_{max}}$,则 $\theta_1(t)$ 的最大角速度、最大角加速度分别为 $\dot{\theta}_{max}$ 和 $\ddot{\theta}_{max}$ 。

目前常用的光电经纬仪等效正弦检测的方法是根据光电经纬仪的最大速度、加速度指标设计等效正弦信号对光电经纬仪的伺服系统动态性能进行检测,将设计的等效正弦信号输入到跟踪误差系统中,如果得到输出最大值在指标要求范围内,则说明跟踪性能满足设计需求。

根据被检光电经纬仪的保精度最大速度、加速度指标由式(20)得到等效正弦谐波信号的幅值 ψ_{in} 和角频率 ω' ,由等效正弦角频率设置动态靶标匀速运动的周期,使得动态靶标所有谐波信号中存在一系列角频率 $l\omega = \omega'$ 的谐波信号,然后由式(19)得到跟踪误差系统在该频率下的幅频特性函数值 $\Psi(\omega')$,即可得到该等效正弦信号的跟踪误差系统输出谐波的幅值 $\psi_{out} = \psi_{in} \Psi(\omega')$ 。

在用此方法检测光电经纬仪跟踪性能时,一般选择动态靶标的基频谐波进行分析。但是如果被检光电经纬仪最大角速度、角加速度比较大,如按照基频谐波频率设置动态靶标运动周期可能会导致光电经纬仪跟踪失败,此时可以采用 2 倍频的高次谐波信号计算跟踪误差系统的幅频特性函数值。

4.2 试验验证

对某型号光电经纬仪跟踪性能采用此方法进行评价。该光电经纬仪的方位方向保精度最大角速度、角加速度分别为 $30^\circ/\text{s}$ 、 $20^\circ/\text{s}^2$,最大跟踪误差为 $4'$ 。由式(20)得满足检测该光电经纬仪指标要求的等效正弦谐波信号

$$\theta_1(t) = 0.7854 \sin(0.6667t), \quad (21)$$

则等效正弦信号的幅值 $\Psi_{in} = 0.7854 \text{ rad}$, $\omega' = 0.6667 \text{ rad/s}$ 。

由式(21)设置动态靶标参数,采用动态靶标基频谐波计算该光电经纬仪在此频率下跟踪误差系统的幅频特性函数值,则动态靶标匀速圆周运动周期为 T

$$T = \frac{2\pi}{\omega'} = 9.4234 \text{ s}$$

为方便设置参数,取 $T = 9 \text{ s}$,此时 $\omega' = 0.6981 \text{ rad/s}$ 。使光电经纬仪跟踪动态靶标得到方位角和相应的跟踪误差序列,如图 2 所示。由

式(10)、(11)计算方位角序列 $A(n)$ 及其跟踪误差序列 $\Delta A(n)$ 的傅里叶级数的基频谐波幅值 $C_{A_l} = 29.7124^\circ$, $C_{\Delta A_l} = 0.0072^\circ$ 。此角频率下的光电经纬仪跟踪误差系统的幅频特性函数值为

$$\Psi(\omega') = \frac{C_{\Delta A_l}}{C_{A_l}} = 0.0002422, \quad (22)$$

等效正弦通过跟踪误差系统后的谐波输出幅值为 $\psi_{out} = \psi_{in} \Psi(\omega') = 0.0109^\circ = 0.65'$,此时光电经纬仪的最大跟踪误差为 $0.65'$,满足光电经纬仪最大跟踪误差 $4'$ 的指标要求。

在动态靶标检测方法中,由于动态靶标不能同时提供符合最大方位角角速度、角加速度的目标,因而采用了保证满足角加速度要求的模式。用动态靶标直接对该光电经纬仪检测时,动态靶标运动周期设置为 10 s ,保证最大方位角加速度满足 $20^\circ/\text{s}^2$ 。此时光电经纬仪的最大跟踪误差为 $4.7'$,超出 $4'$ 的指标要求。根据需要对光电经纬仪跟踪伺服系统进行重新校正,校正的方式主要采用增大增益等。

采用同时满足最大方位角角速度、角加速度指标要求的等效正弦检测法获得的最大跟踪误差仅为 $0.65'$,远低于指标要求。目前一致认为等效正弦是一种比较理想的检测信号,而等效正弦检测满足指标要求,说明光电经纬仪跟踪伺服系统较好地完成了校正。如果此时仍对伺服系统进行校正,就出现了过度校正问题,使得跟踪伺服系统频带宽度、稳定裕度减小等。

选取动态靶标谐波中任意一系列信号都可以对光电经纬仪跟踪性能进行测试,但由于信号的功率主要集中在基频谐波上,一般选择基频谐波作为施测信号。

5 结论

本文首次提出了将动态靶标目标看作有限项基频和整数倍基频高次谐波加权和组成的谐波源,并将光电经纬仪跟踪动态靶标的过程等效为一系列谐波信号通过一个线性定常系统的过程。根据线性系统的叠加定理和谐波信号通过线性定常系统的特性,光电经纬仪跟踪动态靶标的模型可以从跟踪一个近似正弦目标转变为跟踪相互独立的一系列正弦信号,并可以对每一列信号进行

单独分析,从而消除动态误差系数法分析中目标高阶导数过大问题。

该方法有效地利用了动态靶标目标的特点,首次实现了等效正弦法对光电经纬仪跟踪性能评价。利用该方法测得某型号光电经纬仪方位方向

最大跟踪误差为 $0.65'$,远小于 $4'$ 的指标要求,而利用动态靶标直接检测的值为 $4.7'$ 。实验证明该方法可以对光电经纬仪跟踪性能做出更合理准确的评价,也对动态靶标检测方法的不合理性有了一个量化的表述。

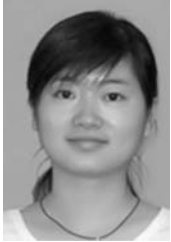
参考文献:

- [1] 王建立. 光电经纬仪电视跟踪伺服系统捕获跟踪快速运动目标技术的研究[D]. 长春:长春光学精密机械与物理研究所,2002.
WANG J L. *Study on TV tracking system of O-E theodolite to track and acquire fast moving targets* [D]. Changchun: Changchun Institute of Optics, Fine Mechanics and Physics, Chinese Academy of Sciences, 2002. (in Chinese)
- [2] 何照才. 光电测量[M]. 北京:国防工业出版社,2002:80-81.
HE ZH C. *Photo-electricity Measure* [M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2002: 80-81. (in Chinese)
- [3] 丁康,张晓飞. 频谱校正理论的发展[J]. 振动工程学报,2000,13(1):14-22.
DING K, ZHANG X F. Advances in spectrum correction theory[J]. *Journal of Vibration Engineering*, 2000, 13(1): 14-22. (in Chinese)
- [4] 庞浩,李东霞,俎云霄,等. 应用FFT进行电力系统谐波分析的改进算法[J]. 中国电机工程学报,2003,23(6):50-54.
PANG H, LI D X, ZU Y X, *et al.*. An improved algorithm for harmonic analysis power system using FFT technique[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2003, 23(6): 50-54. (in Chinese)
- [5] 丁康,谢明,杨志坚. 离散频谱分析校正理论与技术[M]. 北京:科学出版社,2008:57-62.
DING K, XIE M, YANG ZH J. *The Theory and Technology of Discrete Spectrum Correction* [M]. Beijing: Science Press, 2008: 57-62. (in Chinese)
- [6] 于哲峰,杨智春,舒忠平. 基于互相关函数幅值向量的结构损伤检测实验研究[J]. 科学与技术,2006,25(11):1264-1267.
YU ZH F, YANG ZH CH, SHU ZH P. Experimental study of structural damage detection using cross correlation function amplitude vectors [J]. *Hanical science and Technology*, 2006, 25(11): 1264-1267. (in Chinese)
- [7] 马建军,郑志强,吴美平. MIMU信号频谱分析及降噪方法[J]. 光学精密工程,2007,15(2):261-266.
MA J J, ZHANG ZH Q, WU M P. Spectral analysis and de-noising of MIMU raw measurement[J]. *Opt. Precision Eng.*, 2007, 15(2): 261-266. (in Chinese)
- [8] 陈奎孚,王建立,张森文. 低频成分的频谱校正[J]. 振动工程学报,2008,21(1):38-41.
CHEN K F, WANG J L, ZHANG S W. Correction of frequency spectrum for low frequency components[J]. *Journal of Vibration Engineering*, 2008, 21(1): 38-41. (in Chinese)
- [9] 范金城,胡峰. 周期性观测数据的三角多项式滤波及预报[J]. 西安交通大学学报,1996,30(2):110-116.
FAN J CH, HU F. Trigonometric polynomial filtering and forecasting for periodic measurement data [J]. *Journal of Xi'an Jiaotong University*, 1996, 30(2): 110-116. (in Chinese)
- [10] 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)
- [11] 李文军,陈涛. 基于卡尔曼滤波器的等效复合控制技术[J]. 光学精密工程,2006,14(2):279-284.
LI W J, CHEN T. Equivalent combined control technique based on Kalman filter[J]. *Opt. Precision Eng.*, 2006, 14(2): 279-284. (in Chinese)
- [12] 胡寿松. 自动控制原理[M]. 北京:科学出版社,2003:171-172.
HU SH S. *The Theory of Automation* [M]. Beijing: Science Press, 2003: 171-172. (in Chinese)

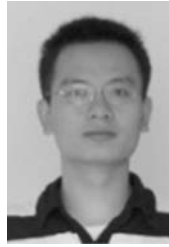
作者简介:



张宁(1982—),男,山东安丘人,博士研究生,主要从事光电测量设备动态特性检测方面的研究。E-mail: ning0025@163.com



杨亮(1981—),女,吉林松原人,博士研究生,主要从事光电设备精度检测方面的研究。E-mail: yangliang1220@163.com



谢明明(1985—)男,湖南邵阳人,硕士研究生,主要从事光电精密检测技术的研究。E-mail: xiemingming1234@163.com

导师简介:



沈湘衡(1952—),男,吉林长春人,研究员,博士生导师,主要从事光电测量设备精密检测技术和方法的研究。E-mail: shenxiangheng@yahoo.com.cn

● 下期预告

FY-3A 太阳辐射监测仪的程控设计与实现

弓成虎,方伟

(中国科学院 长春光学精密机械与物理研究所,吉林 长春 130033)

太阳辐射监测仪(SIM)用于在 FY-3A 气象卫星上监测太阳辐照度的变化,为气候变化研究提供精确的太阳辐射资料。SIM 由三台相同的太阳辐照绝对辐射计(SIAR)按一定角度排列构成其三通道,三通道可单独或同时进行测量,对数据进行比对、查验、校正,考核仪器的稳定性。主要工作模式有三种:通道自测试模式、太阳辐射测量模式及冷空间测量模式。仪器经加电初始化和自测试后三个通道进入巡回扫描空间辐射状态,有太阳辐射进入视场即进入该轨道周期的太阳辐射测量,根据需要可由内部指令或数据注入启动某通道的冷空间测量或自测试模式。FY-3A 星太阳辐射监测仪在轨工作正常,测量模式的执行、转换准确,运控参数设置有效,软件功能已全部实现,太阳辐照度测量结果同国际同期卫星 SORCE/TIM 测量数据在 0.2% 以内相符。太阳辐射监测仪软件的设计与实现为在轨太阳辐射监测任务提供了支持与保证。