

用于雷达高度计定标的海面回波模拟器误差分析

胥传东^{1,2}, 徐曦煜¹, 杨双宝¹, 郭伟¹, 刘和光¹

(1. 中国科学院空间科学与应用研究中心, 北京 100190; 2. 中国科学院研究生院, 北京 100049)

摘要: 雷达高度计发射前普遍采用回波模拟器来进行定标, 所以对回波模拟器的误差进行准确的定量分析是高度计发射前的必备工作。在介绍回波模拟器原理的基础上, 对影响回波模拟器误差的频综单元性能、二次相位、幅相起伏、延迟等特性进行了分析, 最终根据设计指标计算了回波模拟器的系统误差。结果表明回波模拟器自身的精度能够满足海洋二号(HY-2)雷达高度计发射前定标的需要。

关键词: 回波模拟器; 二次相位误差; 幅相不平衡误差; 定标

中图分类号: TN 953 **文献标志码:** A **文章编号:** 1004-0323(2011)01-0060-08

1 引言

雷达高度计在海面监控、洋流预测、大地水准面测量等方面有着广泛应用, 是微波遥感领域十分重要的一种仪器。对高度计进行严格准确的发射前定标, 确定高度计仪器的测量偏差和均方根误差, 保证雷达高度计测量数据的准确性是雷达高度计研制任务中一项必不可少的工作。

定标方法分为高度计系统内定标和高度计系统外定标。高度计内定标负责系统的相对定标; 高度计外定标负责确定高度计仪器整体的偏差和精度。本文讨论高度计的外定标。

通过采用定标场的方法对高度计进行系统外定标^[1-2]是发射前定标的一种重要手段, 这种定标方法费用昂贵, 需要较长时间的准备, 所以需要找到一种便捷方法能随时在现场对高度计进行定标。ESA在为 ERS-1 高度计进行测试和定标时, 提出使用回波模拟器(Returned Signal Simulator, 简称 RSS)对高度计进行发射前的整体外定标^[3-4], 并且在 ENV-1Sat-1 高度计中进一步发展了这种方法。在 NASA 的高度计中(GEOSAT、TOPEX、GFO 等), 回波模拟器是作为雷达高度计系统评价器(Radar Altimeter System Evaluator, 简称 RASE)的一部分出现的^[5-6], 用于高度计发射前系统外定标。

回波模拟器简单分为两类: 脉冲重复型和脉冲重建型。脉冲重复型就是利用延迟线技术对高度计发射信号进行延时, 调制模拟的海面回波信号。脉冲重建型是将高度计发射脉冲进行变换, 进行延时和调制处理之后重建一个信号。脉冲重复型回波模拟器由于实现较困难, 现在已经不使用, 本文讨论脉冲重建型回波模拟器。脉冲重建型回波模拟器工作原理见图 1 所示。其工作过程简述如下: 高度计输出的射频信号经环行器和射频单元衰减至适当幅度后, 进入下变频单元, 经混频、滤波和增益调整后, 得到中频信号并对其进行正交解调、滤波, A/D 转换为正交信号成为数字序列, 存入数据存储器中。数字式回波信号合成单元将正交信号与模拟海面回波信号进行合成, 再存于数据存储器中。在微处理器的控制下, 所合成的模拟回波信号数字序列经适当的延时之后, 由 D/A 转换器转换成模拟回波正交信号。该正交信号送入正交调制器, 然后经滤波、上变频等处理, 转换成射频信号, 经可调衰减器输出回送给高度计。

为了可靠地对高度计进行定标, 回波模拟器本身需要经过严格的定标和检验。因此在对回波模拟器进行系统设计时, 对产生误差的环节必须详细分析, 从而确保回波模拟器在定标期间, 仪器性能的漂移相对于高度计所测参数的精度而言可以忽略。

收稿日期: 2010-08-26; 修订日期: 2010-10-10

作者简介: 胥传东(1976—), 男, 江苏建湖人, 博士研究生, 主要从事星载雷达高度计系统设计、定标, 微波辐射计定标的研究。

E-mail: xuchuandongxcd@163.com。

考虑由中频 Chirp 信号直接上变频来产生,以降低相位噪声。12.03 GHz 和 3.7 GHz 两个频点都是在生成 C 频段信号时产生的,C 频段的测高误差指标比 Ku 频段宽松。

以上考虑的是频综单元涉及的单频信号稳定度,发射和本振 Chirp 信号的稳定度同样非常重要。

表 2 各个 Chirp 信号上限频率的频率稳定度指标要求
Table 2 Stability requirement of each chirp signal up frequency

频点/GHz	13.74	12.64	5.41	4.31
备注	Ku 频段 Chirp 信号	Ku 频段 Chirp 本振	C 频段 Chirp 信号	C 频段 Chirp 本振
稳定度	1.11e ⁻⁹	1.21e ⁻⁹	2.82e ⁻⁹	3.54e ⁻⁹

一个信号经过倍频器倍频 N 倍后,其相位噪声 $S_{\varphi}(f)$ 恶化 N^2 倍(不考虑混频器内部噪声时),考虑到:

$$S_y(f) = \frac{f^2}{f_0^2} S_{\varphi}(f)$$

(3)

因为载频增加了 N 倍,所以输出信号的频率起伏密度谱和输入信号的相同。考虑到倍频器内部存在固有相位噪声,高频段的实际频率稳定度相对较低频段稳定度为低。用于 HY-2 雷达高度计定标而研制的回波模拟器设计方案中的 USO 本振频率稳定度为 10^{-11} 量级,所以 Ku 频段实现 10^{-9} 的频率稳定度是很容易达到的。

需要指出的是,在相同的频率稳定度下,Ku 频段信号的绝对频率抖动远大于中频信号,因此中频的频率抖动可以忽略。设回波模拟器由频率抖动造成的接收和本振信号的均方根误差都是 0.366 cm,则去斜之后信号频率抖动的测高误差约为 0.5176 cm。由于该误差是短稳引起的,可以通过多脉冲平均对其进行降低,若 PRF=3 000 Hz,则引起的随机误差为:0.5176/ $\sqrt{3\,000}$ =0.0095 cm。

3 发射单元和接收单元的射频幅相起伏特性

幅相位起伏是收发单元中常见的现象,在回波模拟器中可以认为射频单元和中频单元的幅度起伏和相位起伏相互统计独立,都可以形成点目标响应旁瓣。根据文献[9-10],可以得到幅度起伏和相位起伏与点目标响应旁瓣 γ_1 的关系:

$$C_m = 20\log\left(1 + 10^{\frac{\gamma_1}{20}}\sqrt{\frac{t_l}{2\tau}}\right)$$

(4)

$$\Delta\Phi_m = \frac{180}{\pi}10^{\frac{\gamma_1}{20}}\sqrt{\frac{t_l}{2\tau}}$$

(5)

根据驻定相位原理,大时带积 Chirp 信号每个特定时刻对应于唯一的瞬时频率,因此频率稳定度可参考点频信号进行分析。由于频率越高对频率稳定度的要求越高,可以取每个 Chirp 信号的上限频率,同样假设频率起伏不超过跟踪单元中旋转因子的分辨率,各频点的频率稳定度要求如表 2 所示。

点目标响应旁瓣 γ_1 和测高误差之间的关系为^[3,10]:

$$\varepsilon = -\sqrt{\frac{\pi}{2}}\gamma_1\frac{t_l}{\tau}\sigma_h$$

(6)

其中: $\Delta\Phi_m$ 和 C_m 分别为信号通路的幅相起伏度, τ =3.125 ns 是高精度测距对应的距离分辨率。其中 t_l 定义为雷达高度计天线 3 dB 波束边缘对应的时间延迟,在 HY-2 目前参数(轨道高度 965 km,波束宽度 1.2°)下, t_l =403 ns。 σ_h 为对应的波高, σ_h 取有效波高的 1/4。HY-2 回波模拟器方案中给出的带内幅度平坦度参数和带内相位起伏参数见表 3。在表 3 给定的条件下,并且有效波高 SWH=2 m,即 σ_h =0.5 m 情况下,考虑幅相的起伏度。

表 3 HY-2 回波模拟器幅相平坦度参数
Table 3 Amplitude and phase plainness index on HY-2 return signal simulator

	带内幅度平坦度/dB	带内相位起伏/°
Ku 波段	$\leq\pm 0.2$	$\leq\pm 2$
C 波段	$\leq\pm 0.2$	$\leq\pm 2$

根据式(4)和式(5),得到: $C_m = 0.2\text{ dB}\rightarrow\gamma_1 = -50\text{ dB}$; $\Delta\Phi_m = 2^\circ\rightarrow\gamma_1 = -47\text{ dB}$ 。

根据式(6),幅度起伏对应的误差为 0.081 cm;相位起伏对应的误差为 0.16 cm,总误差为 0.179 cm。

如果带内相位起伏和带内幅度起伏在各个脉冲间是随机波动的,则该项误差应该看作是随机误差,即可以通过多脉冲平均对其进行修正,在波高 2 m 情况下,有效脉冲重复频率 PRF 约为 1.5 kHz,幅相起伏带来的随机误差可以忽略。

4 二次相位误差和色散特性

二次相位误差是由雷达系统中的色散效应引

起,雷达系统中的非线性器件,如倍频器、混频器、限幅器等都是二次相位误差的来源。由于回波模拟器一般都工作在小信号下,它的二次相位误差明显地比高度计本身小,尽管如此回波模拟器的二次相位误差在误差分析中仍然占有重要的地位。

理想情况下,去斜后的中频信号(基带复信号)是正弦信号,而二次相位误差使得去斜后的信号仍残存线性调频分量。高度计接收机的视频点目标回波为:

$$\mu(t) = \text{rect}(t/T) \exp[j(2\pi k \Delta t \cdot t + \phi_0)] \quad (7)$$
其中: $\text{rect}(t/T)$ 为矩形窗函数,在 $[-T/2, T/2]$ 区间取 1,其他区间取 0, Δt 为散射点相对于 Chirp 本振触发的延时差, ϕ_0 为初始相位。这时的未加权点目标响应函数为:

$$|\chi(f)|^2 = \frac{\sin^2[\pi T(f - k \Delta t)]}{[\pi T(f - k \Delta t)]^2} \quad (8)$$

高度计用 FFT 进行回波分辨,每个频率单元对应 9.7656 kHz 的频率宽度。由于 Δt 只是对应固定的频偏,对点目标响应函数的形状并无影响,下文的分析中令 $\Delta t = 0$ 。

当系统中存在色散,去斜后残留的 Chirp 率为 Δk ,则复包络变成:

$$\mu(t) = \text{rect}(t/T) \exp[j(\pi \Delta k t^2 + \phi_0)] \quad (9)$$
其对应的功率谱是^[11]:

$$\begin{aligned} |\chi(f)|^2 = & \left\{ C \left[\sqrt{2\Delta B T} \left(\frac{1}{2} - \frac{f}{\Delta B} \right) \right] \right. \\ & + C \left[\sqrt{2\Delta B T} \left(\frac{1}{2} + \frac{f}{\Delta B} \right) \right] \Big\}^2 \\ & + \left\{ S \left[\sqrt{2\Delta B T} \left(\frac{1}{2} - \frac{f}{\Delta B} \right) \right] \right. \\ & + S \left[\sqrt{2\Delta B T} \left(\frac{1}{2} + \frac{f}{\Delta B} \right) \right] \Big\}^2 \end{aligned} \quad (10)$$

其中: C 和 S 函数分别是菲涅尔余弦和正弦函数, $\Delta B = \Delta k \times T$ 。

二次相位误差可以用于表示线性度指标,在整个脉冲范围内累积的频率偏移为 ΔB ,则 Chirp 信号的线性度为 $\Delta B/B$ 。

考虑到二次相位误差的影响,假设信号的色散特性的起伏在单个脉冲的期间内(约 100 μs)是缓变的,并考虑在最坏情况下,也就是各个频点的色散导致的二次相位误差在同一个方向累积。在这种情况下从脉冲中心到边缘积累的相位差为:

$$\Delta\Phi = 2\pi \int_0^{T/2} \Delta k t \, dt = \frac{\pi}{4} \Delta k T^2 \quad (11)$$

取 $\Delta\Phi$ 分别为不同的值,对应的 Δk 如表 4 所示。可以看到,Chirp 信号的线性度要求和时带积成反比,因此,时宽越长,二次相位误差的指标越苛刻,这也是选用长脉冲的代价之一。

表 4 累积二次相位误差和 Chirp 信号线性度指标之间的关系
Table 4 Relationship between cumulative quadratic term phase and chirp linearity

累积二次相位误差	15°	30°	45°	60°	75°	90°
Δk	$1/(3T \cdot T)$	$2/(3T \cdot T)$	$1/(T \cdot T)$	$4/(3T \cdot T)$	$5/(3T \cdot T)$	$2/(T \cdot T)$
线性度	$1/(3BT)$	$2/(3BT)$	$1/(BT)$	$4/(3BT)$	$5/(3BT)$	$2/(BT)$

图 5 是根据式(10)绘出的点目标响应,蓝色曲线为理想的 sinc 函数,红色、浅蓝和绿色曲线分别为累积二次相位误差为:30°、60°、90°时的点目标响应。图 6 是图 5 的部分放大图。图 7 为存在二次相位误差时旁瓣示意图(即其点目标响应和理想 sinc 函数的差的绝对值)。图 8 是图 7 的部分放大图。可以看到,二次相位误差带来的第一对旁瓣很大,但旁瓣衰减的速度很快。当累积的二次相位误差为 90°时,第一对旁瓣的电平可达 -10 dB,由于它只是一对旁瓣,仍然可以仿照 Brooks 和 Dooley 在处理 sinc 函数旁瓣的分析方法^[9],计算第一对旁瓣造成的测高误差为:

$$\epsilon = -\sqrt{\frac{\pi}{2}} \gamma \frac{\tau}{\Delta} \sigma_h \quad (12)$$

其中: γ 为旁瓣电平, Δ 为高度计半功率点和平顶区之间的距离(暂设为 128 个回波单元,假设第一对旁瓣为 -10 dB),当波高为 2 m 时(均方根波高 $\sigma_h = 0.5$ m),从而得出由第一对旁瓣造成的测高误差为 -0.0489 cm。

以上假定了电路的色散特性在一个脉冲内(100 μs)是缓变的,但在脉冲重复间隔的尺度上(约 1 ms 量级)存在脉冲间抖动。根据文献[10],波高 2 m 的情况下, HY-2 高度计的有效脉冲重复频率约为 1.5 kHz。因此,经过 1 s 平均,测高随机误差降为 0.00126 cm。当波高为 20 m 时,有效脉冲重复频率约为 4.7 kHz 时,由于系统的实际脉冲重复频率为 3 kHz,采样脉冲重复频率取两者小量,所以 1 s 平均的随机测高误差约为 0.00894 cm。

以上是二次相位积累误差为 90° 情况下的分析,从图中可以看到,当二次相位误差为 30° 时,旁瓣电平比 90° 情况下降低 10 dB,因此测高误差降低为原来的 1/10。由于回波模拟器中没有色散最严重的功率放大器,这个指标是合理的。

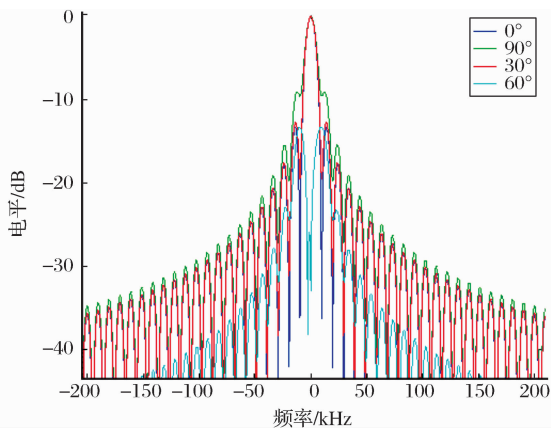


图 5 存在二次相位误差时系统的点目标响应示意图

Fig. 5 Picture of system point target response with quadratic term phase error

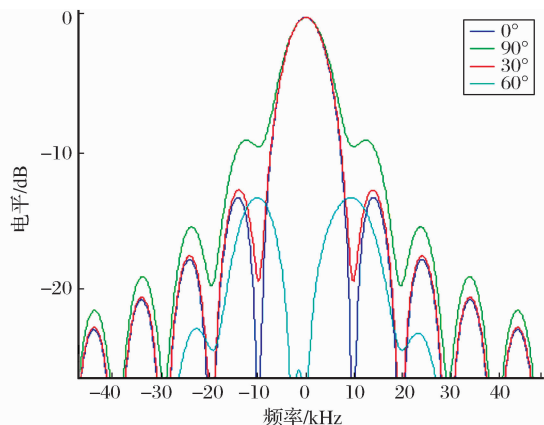


图 6 图 5 的局部放大图

Fig. 6 Enlarge picture of part Fig. 5

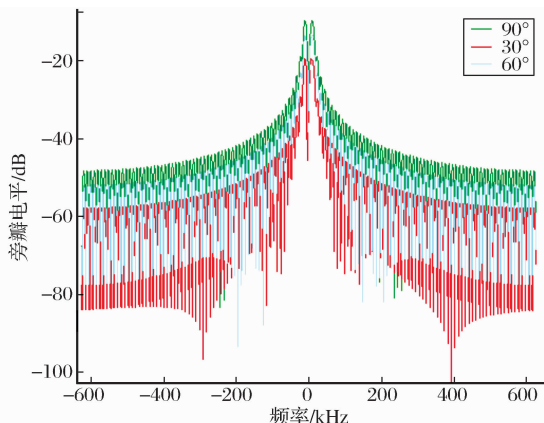


图 7 二次相位误差时旁瓣示意图

Fig. 7 Side lobe picture with quadratic term phase error

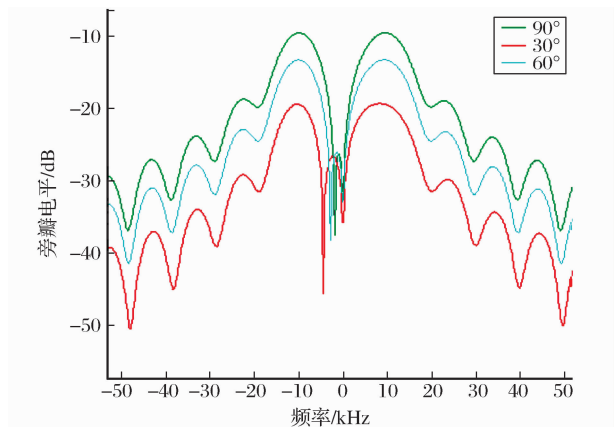


图 8 图 7 的局部放大图

Fig. 8 Enlarge picture of part Fig. 7

5 正交检波器的幅相不平衡

回波模拟器中的正交检波器也存在幅相不平衡性,本节对正交检波器的幅相不平衡特性进行讨论。在理想情况下,点目标响应为:

$$S^2(f) = \text{sinc}^2[T(f - k\Delta t)] \quad (13)$$

其中: T 为脉冲宽度, $k\Delta t$ 为目标对应的回波频率(常称为距离门), f 为回波功率谱对应的频率。如果存在 I 、 Q 幅相不平衡,即:

$$I_{Lo}(t) = \text{rect}(t, T) \cos(\omega_1 t) \quad (14)$$

$$Q_{Lo}(t) = \text{rect}(t/T)(1 + a_1) \sin(\omega_1 t + \phi_1)$$

其中: a_1 和 ϕ_1 分别为幅度和相位不平衡度。则回波功率谱由下式描述:

$$S^2(f) = [1 + (1 + a_1)^2 + 2(1 + a_1) \cos \phi_1] \text{sinc}^2[(k\Delta t - f)T]/2 + [1 + (1 + a_1)^2 - 2(1 + a_1) \cos \phi_1] \text{sinc}^2[(k\Delta t + f)T]/2 \quad (15)$$

可以看到,回波功率谱中出现了镜像分量和旁瓣。镜像分量来源于正交解调器的固有特性,而点目标响应旁瓣电平的变化则是因为信号的矩形包络引起的。图 9 给出了 I 、 Q 不平衡条件下的 4 个不同时间偏差的回波功率谱图像。其中,绿线表示在 I 、 Q 不平衡的情况下,时间偏差为 0 时的理想回波,而红、蓝、黄线表示时间偏差为 $10 \times 3.125 \times 10^{-9} \mu\text{s}$ 、 $20 \times 3.125 \times 10^{-9} \mu\text{s}$ 、 $30 \times 3.125 \times 10^{-9} \mu\text{s}$ 时对应频点的回波。用实际回波模拟器参数计算得到的旁瓣效果图显示的旁瓣不明显,为了显示效果,绘图使用的参数相比回波模拟器实际的不平衡参数大很多,其中相位误差 30° ,幅度误差 1dB。从图中可以看到,在存在时间偏差的情况下,会导致产生镜像旁瓣,在没有时间偏差的情况下,不存在镜像分量,因为镜像分量抵消。

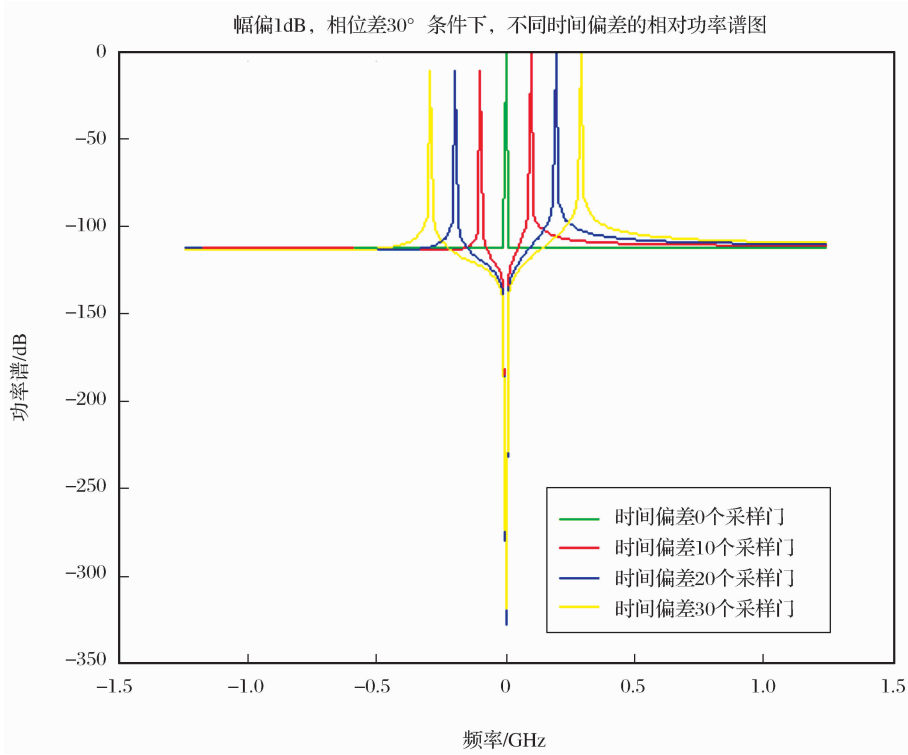


图 9 I、Q 不平衡情况下的回波

Fig. 9 Return signal with I、Q imbalance

以 HY-2 高度计回波模拟器设计参数计算,即 $20\lg(1+a_1) = 0.2\text{ dB}$, $\phi_1 = 3^\circ$ 可得镜像分量的大小为^[12]:

$$\gamma_1 = 10\lg \frac{1 + (1+a_1)^2 - 2(1+a_1)\cos\phi_1}{1 + (1+a_1)^2 + 2(1+a_1)\cos\phi_1} = -31\text{ dB} \quad (16)$$

在高度计中,每个回波单元只有一个镜像分量,由于其比接收机白噪声基底的电平还要低得多,因此可以忽略。但在回波模拟器中,由于接收到的是点目标信号,在生成分布目标回波时该旁瓣将通过卷积扩展。该误差可以采用类似于二次相位误差的旁瓣分析方法进行分析,并且该误差可以进行修正。

由于回波模拟器是通过时域 I、Q 信号的复乘得到扩展目标回波的,因此很难通过数字滤波器消除镜像频率分量,可以采取的方法是先测量出正交解调器的幅相不平衡度,再对 I、Q 信号进行修正。正交检波器的幅相不平衡度可以通过一个正弦连续波信号测试得到。设归一化正弦信号为:

$$s(t) = \cos(\omega_1 t + \phi_0) \quad (17)$$

其中: ω_1 和 ϕ_0 分别为测试信号的频率和初始相位。经过检波之后的 I、Q 信号分别为:

$$\begin{aligned} S_I(t) &= \cos[(\omega_1 - \omega_c)t + \phi_0] \\ S_Q(t) &= (1+a_1)\sin[(\omega_1 - \omega_c)t + \phi_0 + \phi_1] \end{aligned} \quad (18)$$

其中: ω_c 为正交解调器的本振频率。设数字同相、正交信号分别为 I_n 和 Q_n , 则:

$$I_n = \cos\left[\left(\frac{\omega_1 - \omega_c}{f_s}\right)n + \phi_0\right] \quad (19)$$

$$Q_n = (1+a_1)\sin\left[\left(\frac{\omega_1 - \omega_c}{f_s}\right)n + \phi_0 + \phi_1\right]$$

其中: f_s 为 A/D 转换器的采样频率。通过对 I、Q 信号的测量和比较可得:

$$(1+a_1) = \frac{\sqrt{S_Q^2}}{\sqrt{S_I^2}} \quad (20)$$

$$\phi_1 = -\arcsin(\rho_{IQ}) = -\arcsin\left(\frac{S_{IQ}}{\sqrt{S_Q^2} \sqrt{S_I^2}}\right)$$

其中: S_I^2 和 S_Q^2 分别为 I、Q 信号的有效值, ρ_{IQ} 为 I、Q 信号之间的相关系数。

通过以上方法得到幅相不平衡指标之后,对回波模拟器 Q 路信号进行修正(为了降低误差,可在数字单元进行)。可先将 Q_n 乘上一个因子 $\frac{1}{1+a_1}$, 得到 Q'_n :

$$\begin{aligned} Q'_n &= \text{rect}\left(\frac{n}{Tf_s}\right) \cdot \sin\left[\left(\frac{\omega_1 - \omega_c}{f_s}\right)n + \phi_0 + \phi_1\right] \\ &= \text{rect}\left(\frac{n}{Tf_s}\right) \cdot \left\{ \sin\left[\left(\frac{\omega_1 - \omega_c}{f_s}\right)n + \phi_0\right] \cos\phi_1 \right. \\ &\quad \left. + \cos\left[\left(\frac{\omega_1 - \omega_c}{f_s}\right)n + \phi_0\right] \sin\phi_1 \right\} \end{aligned} \quad (21)$$

$Q_{n,0}$ 为不存在幅相不平衡时的 Q 路信号。上式中运用了 $\cos\phi_1 \approx 1$ 和 $\sin\phi_1 \approx \phi_1$, 由于 ϕ_1 很小, 以上的近似是合理的。从而:

$$Q_{n,0} = Q'_n - \phi_1 I_n = \frac{1}{1+a_1} Q_n - \phi_1 I_n \tag{22}$$

这样, I_n 和 $Q_{n,0}$ 就变成幅相平衡的两路信号了, 这就消除了幅相不平衡的问题。

6 结 语

根据以上各节的分析, 将本文中提到的各个误

差源进行了总结如表 5。所有的误差都是在有效波高为 2 m 的情况下的分析结果, 表中射频幅相起伏和二次相位误差和有效波高有关。修正后的残差列了两项, 一项是单脉冲的随机误差, 另一项是假定各个脉冲之间相互独立时的 1 s 平均随机误差。以上的分析中都假设各误差源在各个脉冲之间是独立的, 然而各种随机误差相当复杂, 该假设不一定适用, 随着各误差起伏的周期不同, 最终的随机误差介于表中的两个数值之间。

表 5 回波模拟器误差综合表
Table 5 Return signal simulator error synthesis table

误差源	设计指标	修正后误差(波高 2 m)
A/D9501 微延时精度	微延时精度 10 ps	0.15 cm
谱分析单元估计精度	旋转因子分辨率 0.0244 ns 对应 0.366 cm	0.1055 cm
频综单元的频偏频率起伏	USO 精度 10^{-9} 短期稳定度 10^{-11}	1.035 cm(单脉冲) 0.019 cm(1s 平均且各脉冲独立)
射频幅相起伏	幅度起伏 0.2 dB 相位起伏 2°	0.179 cm(单脉冲) 0.005 cm(1s 平均且各脉冲独立)
射频二次相位误差	累积相位误差为 90° , 可以改进 30°	0.0489 cm(单脉冲) 0.00126 cm(1s 平均且各脉冲独立)
I、Q 正交解调器的幅相不平衡	幅度不平衡 0.2 dB 相位不平衡 3°	可忽略
总误差		1.105 cm(单脉冲) 0.268 cm(1s 平均且各脉冲独立)

通过以上分析可以看到, 按照现有的设计指标, 回波模拟器修正后可以作为对高度计的绝对定标设备。

参考文献 (References):

[1] Roca M, Francis R, Zelli C, *et al.* RA-2 Absolute Range and Sigma-0 Calibration and In-flight Verification[Z]. ERS/ENV- ISat Symposium, Göteborg, 16th-20th Oct, 2000.

[2] Kolenkiewicz R, Martin J M. Satellite Calibration Altimeter Techniques [J]. Advances in Space Research, Issues 3-4, 1990, 10: 269-277.

[3] Francis R. Radar Altimeter Test and Calibration Study(Final Report) [R]. British Aerospace Dynamic Group. ESA-SOS N83-20942, 1982.

[4] Somma R, Thompson A. Radar Altimeter Phase A Study, Final Report[R]. ESA Selenia, 1981.

[5] Miller L, Uuana A, Shuhj J, *et al.* Analysis of GEOSat Radar Altimeter Errors Based on Pre-launch Test Data[R]. NASA Goddard Space Flight Center, 2008.

[6] Marth P C, Jensen J R, Kilgus C C, *et al.* Prelaunch Performance of the NASA Altimeter for the T/P Project[J]. IEEE

Transaction on Geosciences & Remote Sensing, 1993, 31(2): 315-332.

[7] Chelton, Walsh, Macarthur. Pulse Compression and Sea Level Tracking in Satellite Altimetry[J]. Journal of Atmospheric and Oceanic Technology, 1989, (6): 407-438.

[8] Analog Devices. AD9501 Specification[Z]. USA, Analog Company, Rev. B. 2001.

[9] Brooks L W, Dooley R P. Technical Guidance and Analytic Services in Support of Seasat-A (Final Report) [R]. NASA CR-141399, 1975.

[10] Xu Xiyu. The Research on Bias Analysis and Calibration Analysis in Spaceborne Radar Altimeter[D]. Graduate University of Chinese Academy of Sciences, 2008. [徐曦煜, 星载高度计误差分析和定标分析研究[D]. 北京: 中国科学院研究生院, 2008.]

[11] Klauder J R, Price A C, Darlington S, *et al.* The Theory and Design of Chirp Radars[J]. The Bell System Technical Journal, 1960(4): 754-804.

[12] Lu Zhongxing. The Correction of Quadrature Demodulation Errors [J]. Modern Radar, 1994, 4: 24-29. [陆中行. 正交解调误差的校正[J]. 现代雷达, 1994, 4: 24-29.]

(下转第 44 页)