

中分辨率机载海洋雷达高度计系统 分析及接收系统的研制

张升伟 张俊荣 郭伟

(中国科学院长春地理研究所微波遥感室 长春 130021)

摘 要 本文简要介绍了海洋雷达高度计的工作原理,分析了定时抖动、时钟精度及回波中的固有噪声等因素对高度测量造成的影响,讨论了“全去斜坡”等接收系统的关键技术,研制出了中分辨率机载海洋雷达高度计接收系统,并且与发射系统联调取得了成功。系统分辨率达到了 5ns 的设计需求。

关键词 雷达高度计,全去斜坡,海面回波,系统分辨率

1 引言

海洋约占地球总面积的 $\frac{3}{4}$, 蕴藏着巨大的能量资源、矿物资源和食物资源。随着社会的发展,陆地资源的消耗,人类将目光转向了对海洋的开发和利用。近 30 年发展起来的卫星遥感技术,能够综观、长期、连续、迅速地对全球海洋进行监测,是海洋研究的最有效手段。雷达高度计能够全天候地定量检测海洋状况,是一种重要的海洋微波遥感器。

在国外,主要是在美国,雷达高度计已有一定的历史。1973 年,美国宇航局研制出第一代雷达高度计 SKYLAB 的 S-193,它是一部传统的脉冲雷达,对回波引导沿进行跟踪和取样,其测高精度为 $\pm 1\text{m}$ 。1975 年,美国研制出第二代雷达高度计 GEOS-C,它增加了脉冲压缩与扩展技术,并增加了取样门数,测高精度达到 $\pm 0.5\text{m}$ 。1978 年,美国研制出第三代海洋雷达高度计 SEASAT-A,它采用“全去斜坡 (Full-deramp)”技术进行脉冲压缩与扩展处理和滤波器组分辨回波的方法,使测高精度达到 $\pm 10\text{cm}$,有效波高精度 $\pm 10\%$ 。以后的雷达高度计都以它为设计基础。1985 年,美国海军发射的 GEOSAT 高度计是 SEASAT-A 的改进型,其测高精度达到 $\pm 3.5\text{cm}$,首次达到了精密测地的要求^[1]。

我国自 1986 年开始机载海洋雷达高度计的研制工作,目的是为星载海洋雷达高度计提供技术先导,本身也可用于海洋局地动态过程研究。目前已由中国科学院空间科学与应用研究中心与长春地理研究所研制出机载飞行样机,并进行了联机调试,取得了令人满意的结果。

收稿日期: 1994 年 9 月 5 日;收到修改稿日期: 1994 年 10 月 14 日

2 系统分析

2.1 海洋雷达高度计测量原理

雷达高度计的实际观测量是发射信号的海面后向散射分量,称之为海面回波。它含有 3 种基本信息:(1) 发射信号的往返信息,即高度信息;(2) 发射信号的海面散射过程,即海面波高信息;(3) 海面回波的幅度,即后向散射系数信息。对海面回波进一步分析,还可求出其它海洋学参数。

根据 Brown (1977) 的研究,雷达高度计平均功率回波波形是三项分量的卷积^[2]:

$$W(t) = P(t) \cdot Q(t) \cdot S(t) \quad (1)$$

其中 $P(t)$ 是平坦海面的冲激响应, $Q(t)$ 是海洋表面散射元的高度概率密度函数, $S(t)$ 是雷达系统点目标的响应。

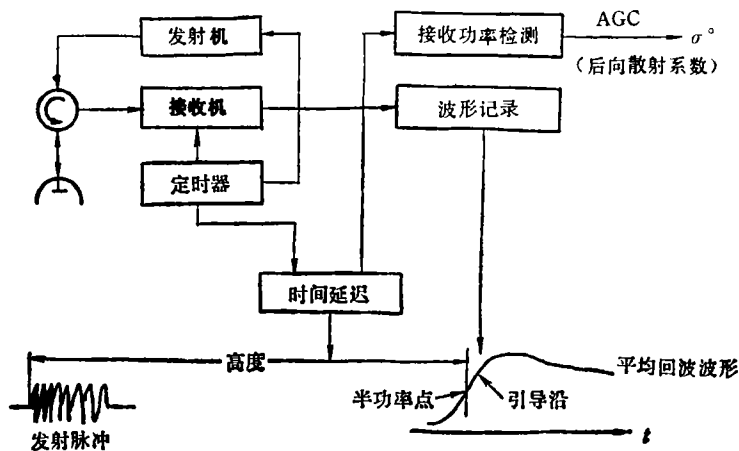


图 1 高度计工作示意图

Fig. 1 Radar Altimeter operation diagram

图 1 是表明高度计测高概念与潜在应用的框图。雷达高度计以一定的脉冲重复频率 (PRF) 向天底点发射线性调频脉冲,然后接收海面回波。由海洋散射面的散射组成的回波波形有这样的性质:当海面较平坦时,天底点附近的散射几乎同时回到高度计,回波的引导沿比较陡峭;当海浪较高时,天底点附近的散射从波峰开始将逐渐回到高度计,回波的引导沿是一个缓慢上升的过程。因此对回波引导沿进行分析可得出海面波高。引导沿的半功率点对应于平均海平面,从半功率点的到达时间可求出载体平台至海平面高度。回波的引导沿达到最大值以后,理论上应保持不变,但由于天线方向上波来的衰减,将有一个缓慢下降的过程^[3],如图 1 中所示。根据回波功率与发射功率的比,可求出后向散射系数 σ^0 。

雷达高度计系统框图见图 2,表 1 列出了雷达高度计系统参数及功能指标。

同步器触发发声表面波 (SAW) 信号产生器,产生发射的线性调频脉冲信号。与普通雷达不同,在海面回波到来时,同步器再次触发发声表面波装置,产生和发射信号性质相同的

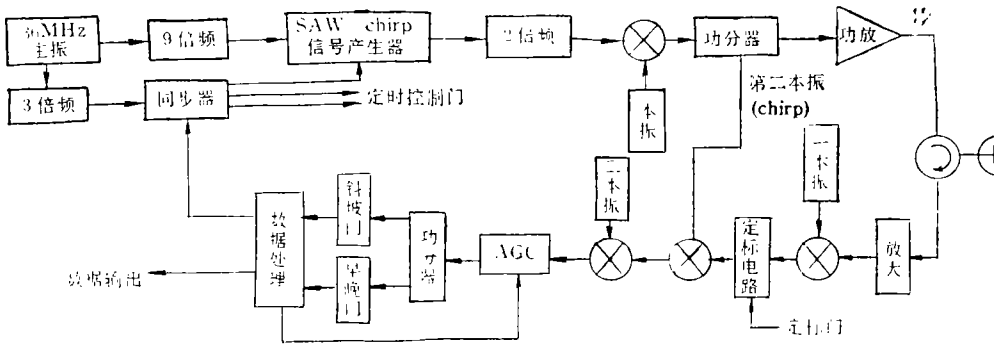


图 2 雷达高度计系统框图

Fig. 2 Radar Altimeter system block diagram

表 1 系统参数与功能指标 (1—10m 波高)

Table 1 System parameters and function objectines

发射频率 f_T	9GHz	脉冲重复频率 PRF	1000Hz
峰值功率 P_t	0.5w	系统噪声系数 F	12dB
脉冲宽度 T	3μs	飞行高度 H	3km
调频带宽 B_w	200 MHz	飞行速度 v	71m/s
压缩后脉宽 τ	5ns	高度测量精度	±50cm
脉冲压缩比 CR	600:1	有效波高精度	±20%
系统信噪比 S/N	12dB	后向散射系数精度	2dB

第二本振信号，与海面回波进行混频。混频的结果是来自不同高度处的回波信号之间的时间延迟被转换为频率差异^[4]，这就是“全去斜坡”处理，也是 SEASAT-A 高度计提高测量精度的关键所在。AGC 电路后面排列着一组梳状滤波器，不同高度处的回波将落入不同频率的滤波器中。

对雷达方程进行推导，可得出天底点被照亮区域面积最大时回波功率的表达式：

$$P_R = \frac{P_t \cdot g_t^2 \cdot \lambda^2 \cdot \sigma^0 \cdot c \cdot \tau}{64\pi^2 h^3} \quad (2)$$

其中， P_t 为 0.5W，天线轴向增益 g_t 为 21dB，波长 λ 为 3.3cm， c 为光速， τ 为 5ns， h 为 3000m，经计算得 $P_R = -85\text{dBm}$ 。此结果反映了回波功率量级的概念。根据计算结果，接收机灵敏度应达到 -90dBm 左右。峰值检波要求信号能量达到 4dBm，因此接收机总增益应达到 100dB 左右。

2.2 影响高度测量精度的因素

雷达高度计高度测量精度受下列因素的影响：(1) 发射脉冲与本振脉冲的定时抖动，(2) chirp 信号的相位误差，(3) 参考时钟频率精度，(4) 信号中的固有噪声、波高及高度测量平均时间。其中，由于采用同一声表面波装置产生发射和本振线性调频脉冲，使 chirp 信号的相位误差达到了最小。

脉冲的定时抖动是随机的，1ns 的抖动将导致 15cm 的测高误差，经过平均处理能使其减小。在 PRF 为 1000Hz 时，经过每秒一次的平均处理，给出的误差是 $15/\sqrt{1000} =$

0.47cm^[5]。因此对于 1s 的平均数据, 1cm 的测高误差要求随机脉冲抖动最大为 $1\text{cm} \times 1\text{ns}/0.47\text{cm} = 2.1\text{ns}$ 。脉冲的定时抖动还包括脉冲宽度的定时抖动, 它对高度测量也有影响。发射信号的脉宽与带宽之间是线性关系, 脉宽增加而带宽不变将导致高度测量误差增大, 因此保持脉冲的稳定性是非常重要的。雷达高度计参考时钟为 108MHz, 其实际值与标称值的差别也能造成测量误差。飞行高度为 3000m 时, 发射信号传播 20 μs 左右返回到高度计。由于 1ns 的时间差造成 15cm 的高度误差, 若要求时钟频率精度造成的测高误差小于 1cm, 则要求时钟频率精度至少达到 $\frac{1\text{ns} \times 1\text{cm}}{20\mu\text{s} \times 15\text{cm}} = 3.3 \times 10^{-6}$ 。参考时钟

是由 36MHz 主振 3 倍频而来, 因此要求主振频率精度达到 1×10^{-6} 量级。

前 3 项因素可通过精心的系统设计来控制, 而第四项因素则成为测高精度的基本限制。根据 J. L. Mae Arthur 的研究, 此项因素的影响可用一表达式来描述^[4]:

$$\sigma_h = 0.8 \cdot \sqrt{\frac{(N_g \cdot \sigma_T)^2 + \sigma_i^2}{N_g \cdot N}} \cdot \left(1 + \frac{1}{\text{SNR}}\right) \quad (3)$$

σ_h 表示高度 (m) 噪声; 系统点目标分辨率 $\sigma_T = 0.426c\tau/2$; σ_i 为均方值波高, 是有效波高的 $\frac{1}{4}$; N_g 表示形成跟踪门的数目, 本文中 $N_g = 1$; N 表示独立测量数, 它等于 PRF

与平均时间的乘积。假定有效波高为 5m, 平均时间为 1s, 将系统参数代入表达式, 可计算出 $\sigma_h = 5\text{cm}$ 。对于 0.5m 的测高精度, 5cm 误差不足以造成有害的影响, 但对于高分辨率系统, 要经过精心的软件设计使其减小。

3 接收机研制

3.1 接收机关键技术

3.1.1 “全去斜坡”技术

第二本振信号 (chirp) 的相位表示为:

$$\varphi_{L_0}(t) = \omega_{L_0}t + \pi kt^2 \quad \left(|k| = \frac{B}{T}\right) \quad (4)$$

到达第二混频器的回波信号的相位为:

$$\varphi_i(t) = \omega_i(t + \Delta t) + \pi k(t + \Delta t)^2 \quad (5)$$

Δt 为回波相对于第二本振的时间延迟。经过混频后选出的差频项的相位为:

$$\varphi_{11}(t) = (\omega_{11} - 2\pi k\Delta t)t - \pi k\Delta t^2 - \omega_{rc}\Delta t \quad (6)$$

式中 $\omega_{11} = \omega_{L_0} - \omega_{10}$ 。从上式看出, 此项的频率为 $(f_{11} - k\Delta t)$ 与 t 无关。就是说, 混频输出是单一频率的正弦波, 线性调频信号被“全去斜坡”, 其频率为 f_{11} 或 f_{11} 左右的某值。若把回波信号与本振到达时间的不同导致的频率差异记为 Δf , 则有:

$$|\Delta f| = |k\Delta t| = \frac{B}{T} \cdot |\Delta t| \quad (7)$$

显然, 如果两个回波之间的时间差为 Δt , 经过“全去斜坡”处理后它们之间的频率差异也可用上面形式的公式表达, 即:

$$\Delta f = \frac{B}{T} \cdot \Delta t \tag{8}$$

采用“全去斜坡”技术,将信号从时域转换到频域进行处理,不仅免除了高频定时电路的需要,而且将造成高度误差的时间延迟的偏差集中于发射机与接收机的射频电路中,便于补偿。

3.1.2 滤波器组分辨回波

“全去斜坡”混频器的输出再经过一次频率下变换,回波信号频率将变为 $(f_{11} + k\Delta t)$ 。高度计以 f_{11} 为中心,排列着 12 个梳状滤波器。这些滤波器匹配于发射脉冲宽度,中心频率间隔和 3dB 带宽皆为脉冲宽度的倒数,即 333kHz,其中中间两个滤波器的 3dB 点相交于 f_{110} 。根据 (8) 式,相邻两个滤波器的中心频率间隔决定了系统的时间分辨率为 5ns,距离分辨率为 0.75m。就是说两个高度相差 0.75 米的回波信号将被两个相邻的滤波器接收到并分辨开来。

3.1.3 α - β 跟踪器

回波的跟踪是由加速度计辅助下的 α - β 跟踪器来完成的。数学上, α - β 跟踪器由下面的递推方程来描述^[3]:

$$h_n = h_{n-1} + \alpha \Delta h_{n-1} + \dot{h} \Delta t \tag{9}$$

$$\dot{h} = \dot{h}_{n-1} + \beta \cdot \Delta h_{n-1} / \Delta t \tag{10}$$

其中 h 为高度估算, \dot{h} 为高度变化率, Δt 为跟踪器周期。 α 为高度变化值的系数, β 为高度变化率系数。跟踪器利用早门与晚门信号来确定跟踪点并修正高度。早门位于引导沿半功率点,晚门位于回波功率曲线的平顶区。它力图使早门与晚门强度之比保持为一个被选择的值。当跟踪点为回波半功率点时,此值为 $\frac{1}{2}$ 。早门与晚门之比与被选择值相比较,其差值被转换成高度误差 Δh 。当 $\Delta h = 0$ 时为最佳跟踪状态。 Δh 被代入跟踪方

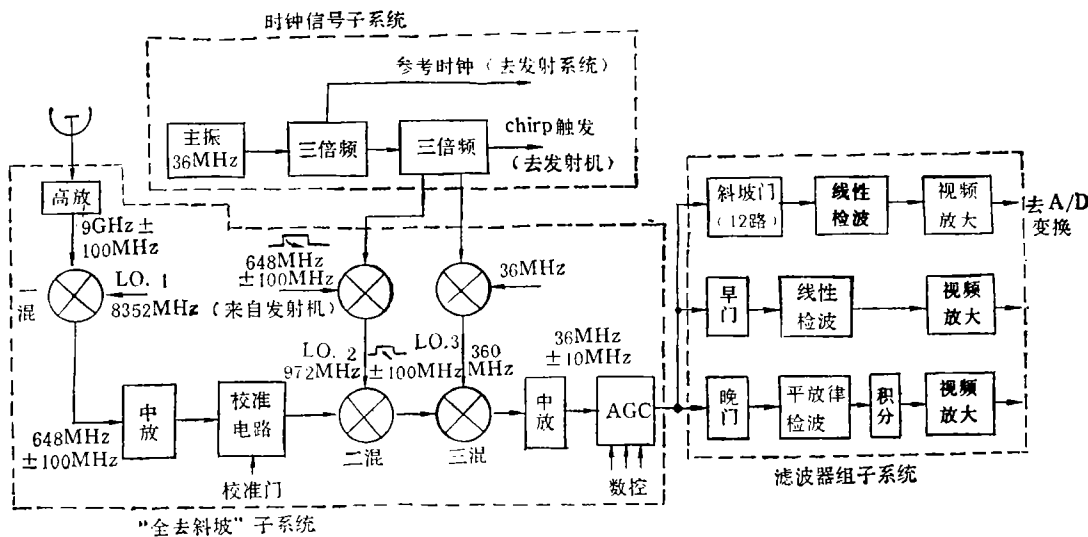


图 3 接收机系统硬件简图

Fig. 3 Receiver system hardware block diagram

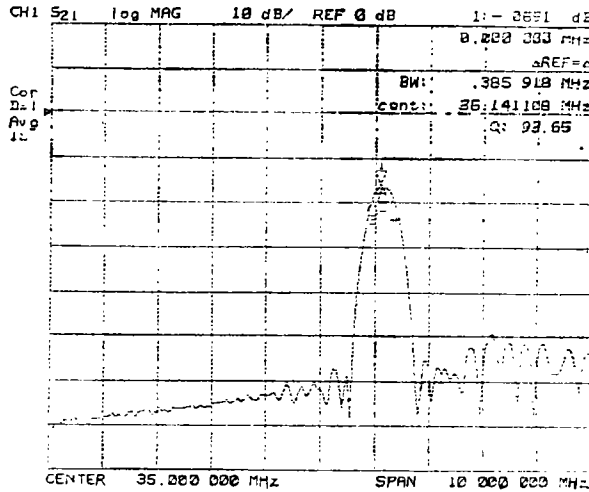
程, 得出预测的平台高度作为下次发射的高度指令。上述过程每个跟踪周期执行一次, 使系统保持平滑跟踪。

3.2 接收机硬件框图及功能

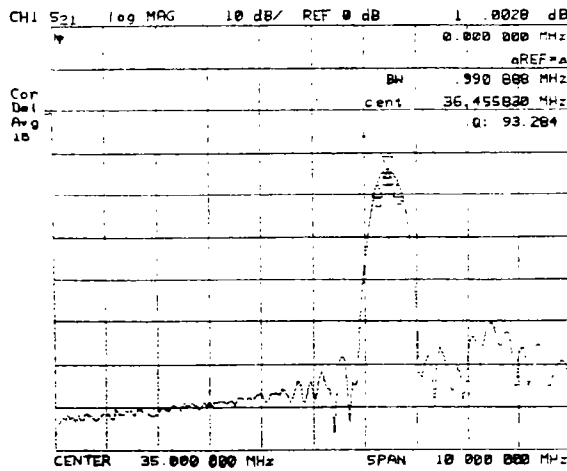
图 3 是接收机硬件框图, 按其功能可分为时钟子系统、“全去斜坡”子系统及滤波器组子系统。

3.2.1 时钟子系统

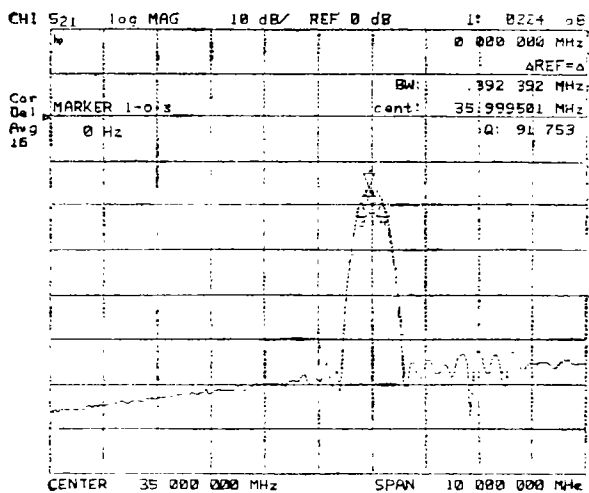
本子系统由 36MHz 的主振及两级 3 倍频电路组成。它提供参考时钟信号。chirp 信号产生所需的触发信号及变频所需的频率分量。主振带有温度补偿电路, 其精度与稳定度为系统要求的 10^{-6} 量级。倍频电路采用放大倍频方式, 提高了倍频效率。滤波电路



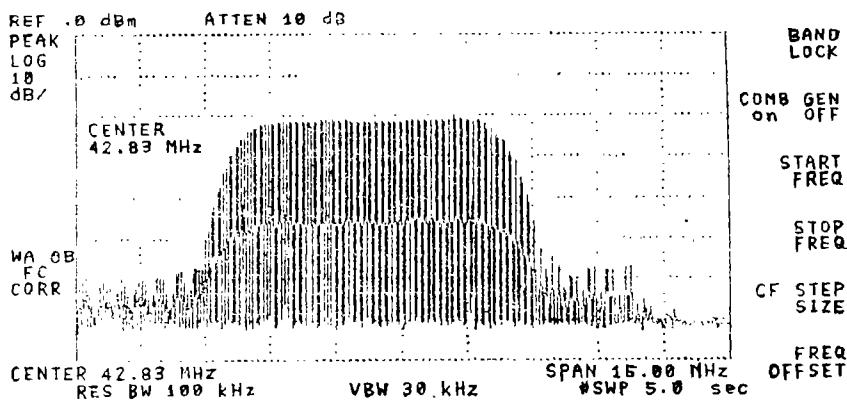
(a) 斜坡门 7 号
(a) Ramp gate No. 7



(b) 斜坡门 8 号
(b) Ramp gate No. 8



(c) 早门
(c) Early gate



(d) 晚门
(d) Late gate

图 4 滤波器幅频特性曲线

Fig. 4 Filters amplitude-frequency Curves

采用多级串并联谐振回路组成滤波网络,具有较高的频率选择性,使输出波形保真度高,具有稳定的功率输出。

3.2.2 “全去斜坡”子系统

本子系统由高放、中放、混频器、校准电路及 AGC 电路组成,完成回波信号的放大、频率下变换及“全去斜坡”处理,整个子系统至少提供 80dB 的增益。根据国外实验结果,海面回波信号强度大于预估值^[6]。不同海况时海面粗糙度有较大差别,要求接收机有较大的动态观测范围。因此接收机前端装有 30dB 量程的可调衰减器,以满足不同海况时的测量要求。

高放及第一混频器对回波信号进行放大并将回波信号由高频转换为第一中频。接收机系统噪声取决于前端,要求高放为低噪声放大器,提供 20dB 功率增益。为便于和天线

连接,它们被安装于发射机内。第一中放中心频率为 648MHz,带宽 280MHz;第二中放中心频率 324MHz,带宽为 20MHz;第三中放中心频率 36MHz,带宽 20MHz。3 级中放至少提供 60dB 的功率增益。定标电路在定标模式下工作,用于系统内部定标。早门与晚门之间的时间延迟为 102.77ns,为准确起见此延时有同轴电缆线完成,长度为 20.55m。第二混频器又称“全去斜坡”混频器,将信号从时域转换到频域进行处理,是接收处理的关键,它同时有频率下变换功能。第三混频器进行频率下变换。AGC 完成接收系统的自动增益控制并提供有关后向散射系数信息。这是一个电调衰减器,控制电压为 0—12V,量程为 30dB。

本子系统与发射机有 3 个接口,即回波信号接口,线性调频本振接口和 chirp 信号产生所需的触发信号接口。由于工作频率较高,为避免串扰等因素影响,本子系统密封于铅壳内,与外部连接采用 L16 电缆接头。

3.2.3 滤波器组子系统

本子系统由滤波器、检波器及视频放大器等组成。它将不同高度处的回波信号以频率差别的方式区分开来,并完成检波、视频放大等信号预处理功能。斜坡滤波器组是 12 个梳状滤波器,其中心频率间隔与 3dB 带宽皆为 333kHz,覆盖的频率范围为 4MHz,测量的波高范围达 0—9m。斜坡滤波器组的输出含有浪高信息。早门中心频率为 36MHz,带宽 333kHz,晚门滤波器中心频率为 42.833MHz,带宽为 5.333MHz。图 4 为相邻两个斜坡滤波器及早门、晚门滤波器的幅频特性曲线。早门与晚门的输出在正常模式下参与对回波的跟踪,定标模式下参与早/晚门定标。晚门的信号是来自距天底点较远的区域,能量较弱需进行平方律检波。而且晚门滤波器带宽较宽,接收到的是来自不同高度点的散射信号,检波之后要进行积分处理以减小信号波动。

4 调试结果及分析

整机联调测试的主要内容是接收机灵敏度、系统分辨率和早/晚门定标。

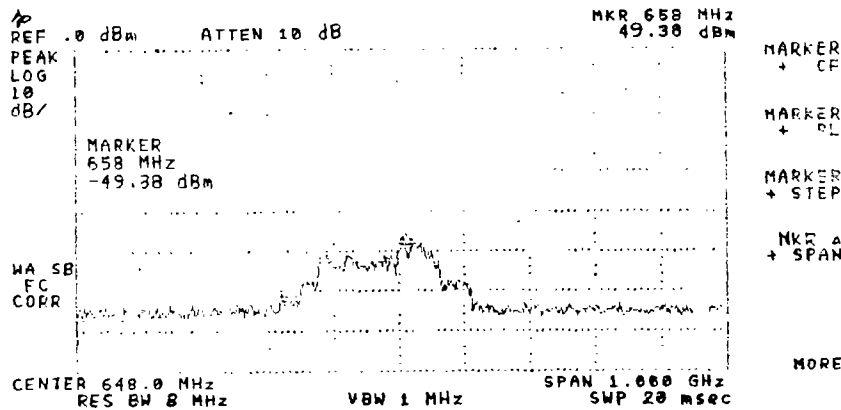
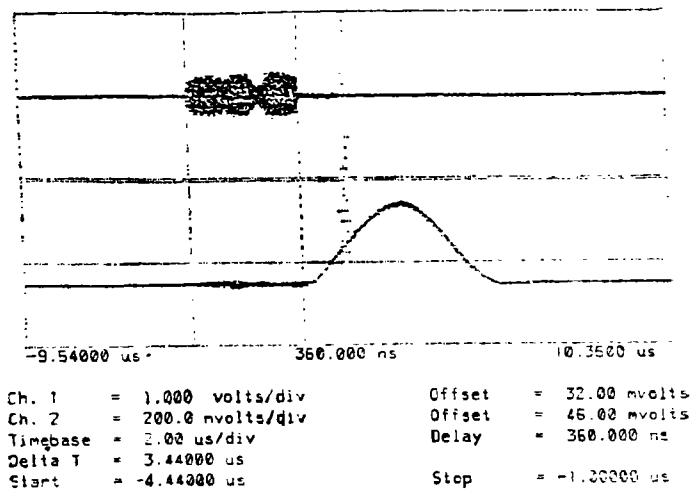
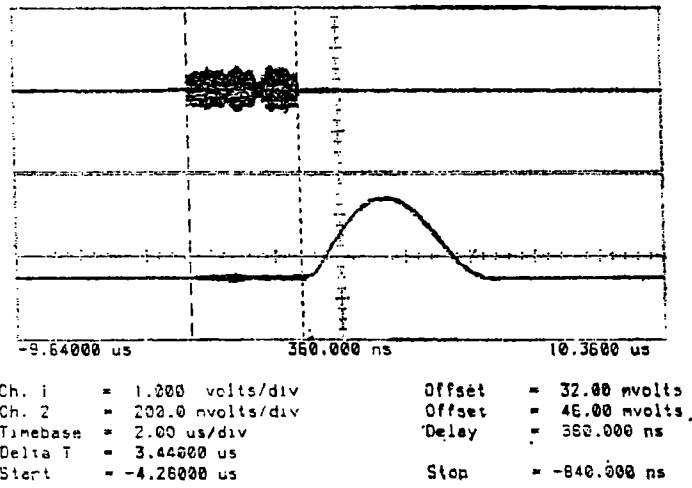


图 5 模拟的第一中频回波信号频谱

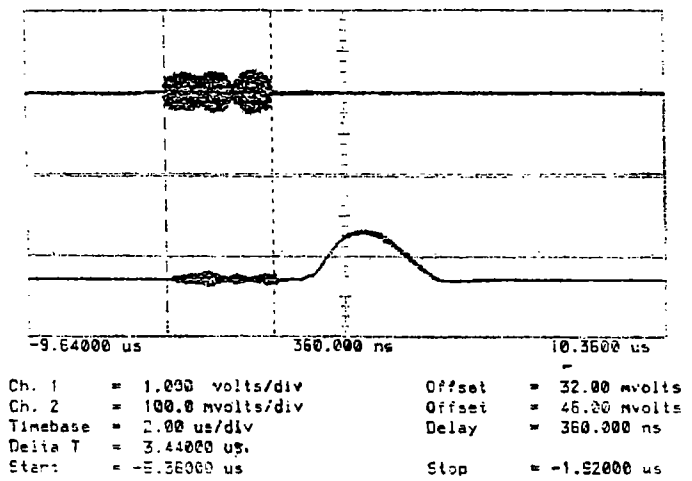
Fig. 5 Simulated 1st IF sea return signal spectrum



(a)



(b)



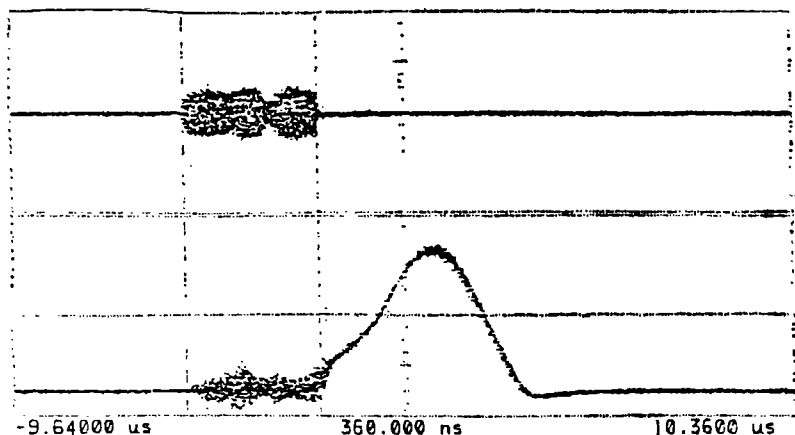
(c)

图 6 不同时刻到达的回波信号

Fig. 6 Arrival sea return signals in different time

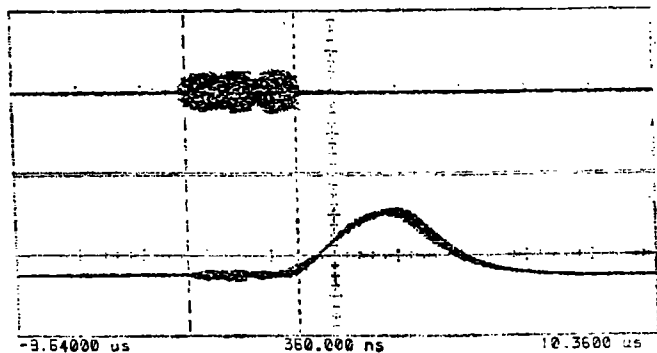
4.1 接收机灵敏度测试

发射机为接收机提供 $648 \pm 100\text{MHz}$ 的线性调频本振信号, 将模拟的第一中频回波信号, 频谱如图 5 所示, 衰减 20dB 后进入“全去斜坡”混频器, 调整连接本振信号电缆的长度, 使回波落入任意一路滤波器中(文中为 7 号), 可见视频放大器有足够大且稳定的输出, 如图 6(a) 所示。模拟的回波信号强度为 -50dBm 左右, 衰减 20dB 后为 -70dBm 左右。接收机前端的高放有 20dB 的增益, 因此接收机灵敏度为 -90dBm 左右。



Ch. 1	= 1.000 volts/div	Offset	= 32.00 mvolts
Ch. 2	= 40.00 mvolts/div	Offset	= 46.00 mvolts
Timebase	= 2.00 us/div	Delay	= 350.000 ns
Delta T	= 3.44000 us		
Start	= -5.24000 us	Stop	= -1.80000 us

(a)



Ch. 1	= 1.000 volts/div	Offset	= 32.00 mvolts
Ch. 2	= 200.0 mvolts/div	Offset	= 46.00 mvolts
Timebase	= 2.00 us/div	Delay	= 350.000 ns
Delta T	= 3.44000 us		
Start	= -4.24000 us	Stop	= -800.000 ns

(b)

图 7 定标时波形

Fig. 7 Calibration waveforms

根据式(2)计算,海面回波强度在 -85dBm 左右,接收机灵敏度能够满足测量要求。

4.2 系统分辨率测试

相邻两个斜坡滤波器之间时间间隔为 5ns , 5ns 时间内电磁波在空气中传播距离为 1.5m ,在聚乙烯介质同轴电缆(50Ω)中传播距离为 1m 。调整电缆长度使回波出现在中心频率为 36.167MHz 的斜坡滤波器7中,如图6(a)。然后将电缆增加 1m 长度,可发现回波出现在中心频率为 35.833MHz 的斜坡滤波器6中,如图6(b),这是回波早到 5ns 的情况。将电缆长度减少 1m ,可发现回波出现在中心频率为 36.500MHz 的斜坡滤波器8中,如图6(c)所示,这是回波迟到 5ns 的情形。以此类推。因此系统分辨率达到了设计要求。

4.3 早/晚门定标

早/晚门定标是在定标门的控制下进行的,高电平时定标门打开,低电平时关闭。

调整电缆长度,使回波出现在早门滤波器中,如图7(a)所示。将系统工作模式转换到定标,即打开定标门,可发现晚门有稳定的输出,如图7(b)。因此用同轴电缆线进行延时,完全满足要求。

5 结语

雷达高度计发射机与接收机的联试表明,系统能够按照“全去斜坡”原理和滤波器组分辨回波的方法工作,系统分辨率达到了设计要求。雷达高度计测量机制复杂,需要投入许多高技术力量和资金。如果想达到 $\pm 10\text{cm}$ 的测高精度,一方面要提高系统的脉冲压缩比,即提高线性调频脉冲的带宽,这样能提高系统的分辨率;另一方面要提供频率为 1.6GHz 的时钟信号。对于脉宽为 $3\mu\text{s}$ 的调频脉冲,目前国内脉冲压缩技术只能达到 $600:1$,而美国的机载雷达高度计脉冲压缩比为 $1000:1$ 。如果采用增加脉冲宽度的方法提高脉冲压缩比,将要求梳状滤波器具有很窄的通频带。另外,美国的机载雷达高度计采用了一种被称为“时钟分裂”的方法产生了相当于 1.6GHz 的时钟信号。我们当前的工作是通过中分辨率机载海洋雷达高度计的飞行试验,掌握其关键技术,为高分辨率星载海洋雷达高度计的研制奠定基础。

参 考 文 献

- [1] D R Mcconathy, C C Kilgus. The Navy GEOSAT Mission: An Overview, Johns Hopkins APL TECHNICAL DIGEST. 1987, 8(2):171.
- [2] G S Brown. The Average Impulse Response of a Rough Surface and Its Applications. IEEE Trans. Antennas Propagat. 1977, AP-25(1); 67-79.
- [3] C G Rapley et al. A Study of Satellite Radar Altimeter Operation over Ice-Covered Surfaces. ESA CR-5182/82/F/CG(SC), 1983, (5): 38-40, 91.
- [4] J L MacArthur. Design of the SEASAT-A Radar Altimeter, in proc. OCEANS'76, 1976, (9): 10B-4, 10B-7.
- [5] E P L WINDSOR. Radar Altimeter Test and Calibration Study. ESA CR(P)1685. 1982, (7): 143-148.
- [6] Hughes Aircraft Company Ground System Group Final Report of the Advanced Application Flight Experiment Breadboard Pulse Compression Radar Altimeter Program. Fullerton, California, PA-0, 1976.

Analysis of the Middle-Resolution Airborne Ocean Radar Altimeter System and Development of Receiver System

Zhang Shengwei Zhang Junrong Guo Wei
(*Changchun Institute of Geography CAS*)

Abstract This paper introduces briefly the measurement principle of the Radar Altimeter. The altitude measurement error caused by timing jitter, clock accuracy and inherent noise in echo signal is analyzed. The key technique included “Full-deramp” and the method of using filter bank to separate range returns is discussed. We have developed a Middle-Resolution Ocean Radar Altimeter Receiver System and succeeded in the experiment combining with the transmitter system. The design requirement of 5 nanosecond system resolution is achieved.

Key words Radar altimeter, Full-deramp, Sea echo, system resolution