

星载雷达高度计信号处理¹

樊来耀 姬红兵 王建军 董燕

(西安电子科技大学电子工程系 西安 710071)

摘 要 本文研究了星载雷达高度计全去倾斜模型下的次最佳最大似然估值 (Suboptimal Maximum Likelihood Estimation, SMLE) 算法和实现途径。重点讨论了回波起伏和接收机噪声对高度和斜率两个参数估值精度的影响, 得出了一些简单明了的结论。仿真结果验证了这些结论的正确性。

关键词 星载雷达高度计, 信号处理, 次最佳最大似然估值, 估值精度

中图分类号 TN911.7, TN950

1 引 言

星载雷达高度计主要用于精确测量全球平均海面高度、有效波高 SWH (Significant Wave Height)、海面风速等参数; 还用于对海流、海洋潮汐、冰盖和海面油溢等现象进行观察。它被广泛应用于海洋学研究、大地测量、地球物理学、气象学、航运和国防等领域。

星载高度计参数估值的精度关键取决于所建立的雷达平均回波响应模型和采用的估值算法。平均回波响应模型表明了雷达观测量与海面特性之间的关系^[1]。估值算法直接影响参数的估值精度和收敛速度。已发射的 SEASAT-A (1978), ERS-1 (1990) 以及后来的高度计, 大多都是采用全去倾斜 (Full-Deramp) 技术, 以提高测量精度和分辨力, 同时简化了设备。这些系统中的参数估值算法, 均基于假设全去倾斜信号平均回波功率谱等价于一个具有相同带宽和发射功率的窄脉冲回波功率响应, 继续沿用 Brown 模型。文献 [2] 严格推导了窄脉冲雷达全去倾斜信号回波平均功率谱的表达式, 并与简化 Brown 模型作了比较。结论是全去倾斜模型比简化 Brown 模型更符合实际回波响应, 而基于 Brown 模型参数估计存在较大的高度误差, 特别是 SWH 较大时, 必须进行校正。

本文主要研究了全去倾斜模型下的参数估计算法和实现途径。重点讨论了目标随机起伏和接收内部噪声对高度和斜率两个主要参数估值的影响。文中还扼要介绍了信号处理系统的软硬件实现。最后给出了系统模拟和部分测试结果。

2 全去倾斜信号平均回波功率谱模型^[2]

全去倾斜的概念如图 1 所示。高度计发射的线性调频脉冲 (Chirp) 信号经海洋表面反射后成为一系列 Chirp 信号和。这是由于散射表面不同镜面反射点反射的结果。接收时使

¹ 1994-07-29 收刊, 1995-05-24 定稿

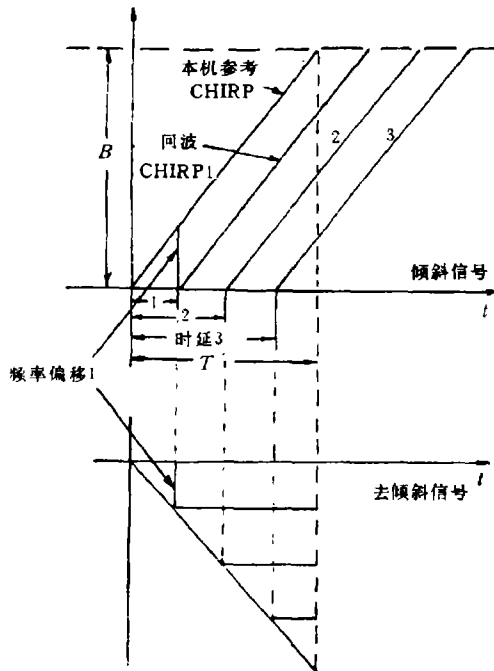


图1 全去倾斜概念

用一个已知时延的参考 Chirp 信号与这些回波进行混频。这样回波与这个参考信号在时间轴上的微小的时延就映射成不同的差频信号，实现了时延到频移的转换。可通过分析混频后的信号频谱，得出这些微小的时延，从而完成高度误差的估值。这样就避免了常规脉冲压缩中所用压缩与扩展滤波器难以完全匹配，以及采用极高速数字器件带来的问题，易于工程实现。这是当今星载高度计广泛采用的一种技术。

全去倾斜信号的平均回波功率谱 $P(f)$ 为

$$P(f) = \frac{A}{2} \exp\left(-\frac{\beta}{P}f + \frac{\beta^2\sigma_f^2}{2P^2}\right) \times \left[1 + \operatorname{erf}\left(\frac{f - \beta\sigma_f^2/P}{\sqrt{2}\sigma_f}\right)\right]. \quad (1)$$

可将其转换成时延函数的平均回波功率响应

$$P(t) = \frac{A}{2} \exp\left(-\beta t + \frac{\beta^2\sigma_s^2}{2}\right) \left[1 + \operatorname{erf}\left(\frac{t - \beta\sigma_s^2}{\sqrt{2}\sigma_s}\right)\right], \quad (2)$$

其中 A 为常数 (幅度)； β 为 $4c/(rh)$ ， c 为光速； r 为对应天线半功率波束宽度； h 为卫星高度； σ_s 为高斯分布的表面高度分布概率密度函数的根方差； $\sigma_f = P\sigma_s$ ， P 为频宽时宽比； $\operatorname{erf}(\cdot)$ 为误差函数。由 (1) 和 (2) 式可见，全去倾斜信号的平均回波功率谱与其功率响应具有相同的形式。因此回波功率响应的参数测量可在频域进行。图 2 给出了全去倾斜信号平均回波功率谱曲线。

3 次最佳最大似然估值算法原理和误差分析 [3,4]

不论是 Brown 模型还是全去倾斜模型，星上的实时产生都是复杂和困难的。这里采用三折线作为参考波形，它可根据原模型的几个主要参数而生成，但运算量大为减少。参考波形与真实回波吻合 (也叫收敛) 的标准是两者之间的误差面积最小。由于模型采用了三折线近似，故称这种算法为次最佳最大似然估值 (Suboptimal Maximum Likelihood Estimation, SLME) 算法。这也是当前星载雷达高度计采用最多的一种估值算法。

在稳定跟踪状态下， t 总是取很小的值，同时 $\sigma_s = 2\sigma_h/c$ ，是用时延表示的均方根波

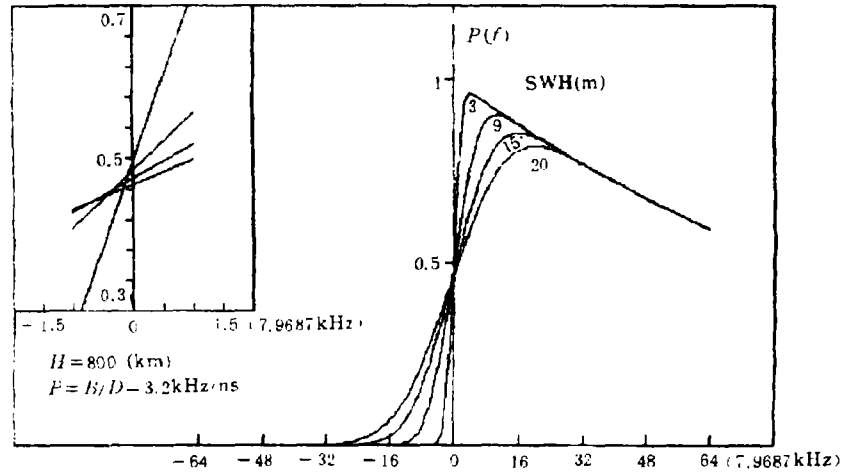


图2 全去倾斜信号平均功率响应

高, 也是一个很小的值, 如当 $\sigma_h^2 = 225 \text{ cm}^2$ 时, σ_s 仅 1 ns 。故 (2) 式可改写为

$$P(t) = \left(\frac{A}{2}\right) \left[1 + \operatorname{erf}\left(\frac{t}{\sqrt{2}\sigma_s}\right)\right]. \quad (3)$$

再将 $\operatorname{erf}(\cdot)$ 在 $t=0$ 附近作级数展开并作进一步的近似, 便可得到简化的线性模型

$$P_L(t) = (A/2)[1 + (\alpha t)/\sigma_h], \quad (4)$$

其中 $\alpha = 1/(\sqrt{2\pi}) = 0.3989$ 。 $P_L(t)$ 保留了原模型的重要特征, 即 SWH 越大, 线性模型的斜率就越小, A 为三折线最高点, 这和模型是一致的。但线性模型忽略了一个重要特征, 即当 SWH 越大, $t=0$ 点的曲线值偏离 $A/2$ 越大, 这一误差可通过后面给出的误差校正予以补偿。三折线的斜率

$$S = (\alpha/\sigma_h) \cdot (A/2). \quad (5)$$

这些简单的结论将用在后续的一些推导中。

3.1 高度估值算法

在高度跟踪算法中, 用参考波形 (三折线) 与实际的回波的平均功率谱响应波形相逼近。平均功率谱响应是通过连续 M 帧的功率谱求平均得到的。为了便于阐述高度跟踪的原理, 我们不妨先假定斜率已处于跟踪状态, 即斜率跟踪误差很小。事实上系统高度跟踪环和斜率跟踪环是同时进行调整的。实际的数据来自 FFT 的每一频率通道的模平方输出。回波功率的随机分布和用三折线表示理想回波波形是高度估值随机误差的一个重要来源。假定每一频率通道的输出都是指数分布的随机变量, 单帧输出的均值和方差分别为 $2\sigma_i^2$ 和 $(2\sigma_i^2)^2$ 。这里的 i 代表频率通道序号, σ_i 为检波前高斯分布的标准差。若用 V_i 表示第 i 个频率通道的 M 帧平均后的输出, 则 V_i 为渐近高斯的随机变量。且有

$$E[V_i] = 2\sigma_i^2, \quad D[V_i] = (1/M)(2\sigma_i^2)^2. \quad (6)$$

这里认为每一频率通道相邻 M 帧的输出都是统计独立的指数分布随机变量, 具有相同的均值和方差。我们将 V_i 重新表示成

$$V_i = \bar{V}_i + U_i. \tag{7}$$

U_i 为随机波动成分, 是一均值为 0 方差为 $4\sigma_i^4/M$ 的高斯随机变量。若用 \hat{V}_i 表示第 i 个滤波器输出的估值, 那么第 i 个滤波器的估值误差为

$$\varepsilon_i = (\bar{V}_i - \hat{V}_i) + U_i. \tag{8}$$

事实上 N_F (FFT 的点数) 点中, 只有 N_E 个参加误差运算 ($N_F > N_E$), N_E 的取值与波形前沿斜率有关。因此总的误差为

$$\varepsilon(\tau) = \sum_{N_E} \varepsilon_i(\tau) = \sum_{N_E} [\overline{V(t_i - \tau)} - \hat{V}(t_i)] + \sum_{N_E} U_i = \overline{\varepsilon(\tau)} + \varepsilon'. \tag{9}$$

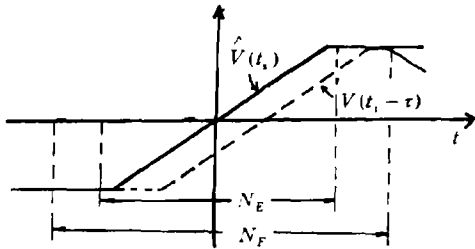


图 3 高度估值算法示意图

这里认为前沿斜率已被跟踪上, \bar{V}_i 和 \hat{V}_i 的前沿斜率相同而仅差一个时延 τ , 如图 3 所示。

$$\overline{\varepsilon(\tau)} = \sum_{N_E} [\overline{V(t_i - \tau)} - \hat{V}(t_i)], \tag{10}$$

$$\varepsilon' = \sum_{N_E} U_i \tag{11}$$

在 $\tau = 0$ 处将 (10) 式展开成麦克劳林级数并只取一阶近似可得

$$\varepsilon(\tau) = \left. \frac{\partial \overline{\varepsilon(\tau)}}{\partial \tau} \right|_{\tau=0} \cdot \tau + \varepsilon', \tag{12}$$

$$\varepsilon_\tau = \varepsilon(\tau) / \left. \frac{\partial \overline{\varepsilon(\tau)}}{\partial \tau} \right|_{\tau=0} = \tau + \varepsilon' / \left. \frac{\partial \overline{\varepsilon(\tau)}}{\partial \tau} \right|_{\tau=0} = \tau + \varepsilon'_\tau. \tag{13}$$

若设 S 为波形前沿斜率, 从而可得到

$$\overline{\varepsilon(\tau)} = -N_E S \tau, \tag{14}$$

$$\left. \frac{\partial \overline{\varepsilon(\tau)}}{\partial \tau} \right|_{\tau=0} = -N_E S, \tag{15}$$

ε'_τ 是回波的随机波动产生的时延误差。当用 ε' 的统计特性来表示 ε'_τ , 对 ε'_τ 的分子取均方值, 分母求平方得

$$P_{\varepsilon'_\tau} = \overline{\varepsilon'^2} / \left[\left. \frac{\partial \overline{\varepsilon(\tau)}}{\partial \tau} \right|_{\tau=0} \right]^2, \tag{16}$$

$$\overline{\varepsilon'^2} = \frac{1}{M} \sum_{N_E} (2\sigma_i^2)^2. \quad (17)$$

根据三折线平均回波响应的假设, 将 (17) 式用连续时间表示并作适当的变量代换和化简得

$$\sqrt{P'_{\varepsilon_r}} = \sqrt{\frac{\Delta t' \sigma_h}{3\alpha M}}. \quad (18)$$

(18) 式即为由于回波功率的起伏引入的高度估值误差, 该式的量纲为米。其中 $\Delta t' = (c/2)\Delta t$ (m) 为量化误差; σ_h 为均方根波高, 单位也是米; $\alpha = 0.3989$, M 为平均的帧数。从 (18) 式可以看出, 该误差随 SWH 的增加而增加, 随量化误差的减小而减小。适当增加平滑的帧数 M 对抑制回波起伏造成的误差是有益的, 但这又必须考虑系统数据率的降低, 因而二者要折衷考虑。

在以上的讨论中忽略了系统噪声的影响, 只考虑了随机杂波引起的起伏 U_i 。这就默认了信噪比为无穷大。当我们将噪声和杂波起伏影响加在一起来考虑, 为简便计认为噪声的影响只是增加了起伏宽度, 而统计特性不受影响。

SMLE 高度估值的均方差为

$$\sigma_{\varepsilon_{r,N}}^2 = \Delta t' \frac{\sigma_h}{\alpha M} \left(\frac{1}{3} + \frac{1}{\text{SNR}} + \frac{1}{\text{SNR}^2} \right), \quad (19)$$

式中 $\text{SNR} = A/2\sigma_n^2$ 为信噪比。从 (19) 式亦可看出, 当 SNR 大到一定程度, 再增加 SNR 并不能使高度估值误差得到明显改善, 因为这时起决定作用的是回波的起伏影响, 而不是系统噪声。

3.2 斜率估值算法

回波脉冲前沿的斜率是测量海面 SWH 的重要参数。SMLE 算法中包含斜率参数的提取和跟踪。与高度算法相似, 斜率算法也是依据误差面积最小来实现逐步逼近的。在频域中, 当实际波形的前沿斜率与参考波形的斜率不相符时, 将产生与斜率误差成正比的误差面积。由回波起伏所引起的斜率估值误差的标准差为

$$\sqrt{P_{\varepsilon_s}} = 2S\sqrt{\alpha\Delta t' / (\sigma_h M)}, \quad (20)$$

其中 S 为回波平均功率响应的前沿斜率, 其它参数如前述定义。在同时考虑回波起伏和系统噪声的情况下, SMLE 斜率估值误差的均方差为

$$\begin{aligned} \sigma_{\varepsilon_{s,N}}^2 &= P_{\varepsilon_s} + 8\alpha\Delta t' S^2 / (\sigma_h \cdot \text{SNR} \cdot M) \\ &= [4\alpha\Delta t' / (M\sigma_h)] [1 + 2/\text{SNR}] S^2, \end{aligned} \quad (21)$$

式中 SNR 为信噪比。当 $\text{SNR} \rightarrow \infty$ 时, $\sigma_{\varepsilon_{s,N}}^2$ 即为 P_{ε_s} 。从 (21) 式可以看出, 回波的随机起伏和接收机内部噪声在 SWH 比较小时 (即回波前沿斜率比较大时) 对斜率估值误差的影响更为明显。

3.3 SMLE 算法结构和高度误差校正

SMLE 算法是自动增益控制 (AGC)、高度和斜率估值算法的有机结合。由于各参数估值算法间的相互作用,使得估值实际上是一个反复迭代逐步逼近的过程。估值跟踪器 AGC 包括外部接收机增益控制 AGC1 和内部数字滤波器输出的增益控制 AGC2 两部分组成。外部环路通过接收机中的数字衰减器闭合。增益控制数据为连续若干帧经数字滤波平滑后所有样本的平均值,从而避免了强反射引起的接收机饱和。AGC2 的作用是为后续的 SMLE 算法创造必要的条件,即在保留高度和前沿斜率信息的前提下对不同信噪比回波信号功率谱波形归一化,并将归一化过程对参数估值造成的耦合限制到最小。

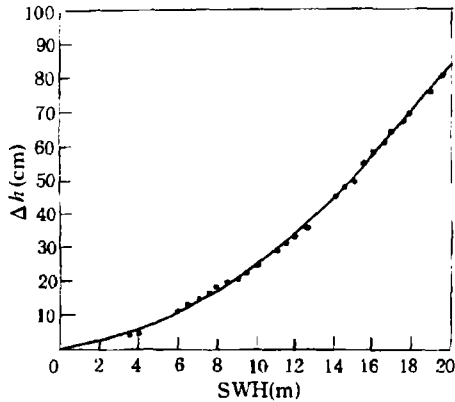


图 4 SMLE 算法下的高度误差校正曲线

由于模型和算法的原因,需要对高度估值的系统误差作适当校正。在不加噪声和回波起伏的情况下,可得到不同 SWH 下 SMLE 算法所产生的高度误差样点值,然后按最小均方准则作曲线拟合,得出高度误差校正曲线如图 4 和函数表达式 (22) 式。图中横轴和纵轴分别代表校正前和校正后的高度。

$$\Delta h(\text{cm}) = 0.1773\text{SWH}^2(\text{m}) + 0.5283\text{SWH}(\text{m}) + 0.4812. \quad (22)$$

实验表明,通过校正高度估值的系统误差已很小。该误差校正函数与文献 [2] 给出的有所不同。

4 实验结果 [5]

星载高度计信号处理系统由正交双路 A/D、数字滤波器组、自适应 AGC 环、高度跟踪环、有效波高跟踪环、捕获电路、定时和同步电路等组成。为了便于调试,系统配置了能够生成多种不同参数的海洋回波的模拟信号源。系统参数如下: (1) 全去倾斜后中频信号带宽 $B \leq 625\text{kHz}$, (2) Chirp 宽度 $T = 102.4\mu\text{s}$, (3) 脉冲重复频率 $f_r = 1\text{kHz}$, (4) 等效压缩脉冲宽度 $T' = 3.125\text{ns}$, (5) 采样速率 $f_s = 1.024\text{MHz}$, (6) FFT 点数 $N_F = 128$, (7) 时延分辨力 $\Delta t = 2.56\text{ns}$, 对应高度分辨力 $\Delta t' = 38.4\text{cm}$, (8) 高度估值和跟踪误差 (平滑滤波以后的 RMS 值, 输入信噪比为 10dB) 约为 3cm, (9) 斜率估值相对误差 (平滑滤波以后的 RMS 值, 输入信噪比为 10 dB) 小于 5%。 (10) 参数输出数据率 20Hz, (11) 平均每帧处理时间短于 0.8 ms, (12) 每 50 帧作一次平均处理。

TMS320C30 的软件实现充分利用了它的片内 RAM, Cache 结构以及块重复指令等特点,使得信号处理系统具有结构紧凑,动态范围大,计算精度高的优点,能完成实时处理且具有很强的适应性 [6]。

5 结束语

本文对星载雷达高度计全去倾斜模型下的 SMLE 算法和实现作了一些研究。算法延用了 Brown 模型下 SMLE 算法中的参考波形与回波相吻合使误差面积最小这一核心思想，对 AGC 算法作了部分改进。文中推导了高度和 SWH 估值算法的精度与回波功率的随机起伏以及接收机噪声之间的关系。仿真结果进一步验证了这些结论的正确性。

参 考 文 献

- [1] Brown G S. IEEE Trans. on AP, 1977, AP-25(1): 67-74; erratum in IEEE Trans. on AP, 1980, AP-28(6): 943-948.
- [2] Chen Shiping. Int. J. Remote Sensing, 1990, 11 (4): 561-575.
- [3] Hayne G S. Initial development of a method of significant wave-height estimation for GEOS-3, NASA Contract Report CR-141425. August 1977.
- [4] Abadie J, Lamboley M, *et al.* POSEIDON radar altimeter description and signal processing, Proc. of IGARSS'87 Symposium, Ann Arbor: 18-21, May 1987, 153-161.
- [5] Fan Laiyao, Ji Hongbing, Dong Yan. A SMLE Algorithm Based on Full-Deramp Model and its Implementation, 3rd International Symposium on Noise & Clutter Rejection in Radars & Imaging Sensors, ISNCR-94, Japan: 15th-17th November 1994.
- [6] TMS320C3X User's Guide, Texas Instruments, 1990.

THE SIGNAL PROCESSING IN SATELLITE-BORNE RADAR ALTIMETER

Fan Laiyao Ji Hongbing Wang Jianjun Dong Yan

(*Xidian University, Xi'an 710071*)

Abstract A Suboptimal Maximum Likelihood Estimation(SMLE) algorithm based on full-deramp model and its implementation in satellite-borne radar altimeter are presented in this paper. The influence of both the return fluctuation and the receiver noise on the height and slope estimation precision are discussed in details. Some conclusions are obtained and verified by the computer simulation results.

Key words Satellite-borne radar altimeter, Signal processing, SMLE, Estimation precision

樊来耀：男，1946年生，副教授，现从事雷达系统和信号处理方面的教学和科研工作。

姬红兵：男，1963年生，博士生，副教授，现从事信号与系统方面的教学与科研工作。

王建军：男，1963年生，工程师，现从事信号处理方面的研究工作。