

机载冰川厚度探测雷达非线性 CS 成像算法研究

赵 博^{1,2}, 刘小军¹, 方广有¹

(1. 中国科学院电子学研究所高功率微波与电磁辐射重点实验室, 北京 100190;
2. 中国科学院研究生院, 北京 100049)

摘 要: 针对高分辨率成像冰川厚度探测雷达涉及的两层媒质成像问题, 文中分析了冰川探测雷达的空间几何模型, 研究了一种修正的非线性 Chirp Scaling (CS) 改进成像算法, 该算法能对电磁波在不同媒质界面产生的折射效应和不同媒质中传播速度的变化进行自动校正, 并能有效改善散射点的聚焦性能。基于回波信号形式, 推导并给出了成像算法的各相位补偿因子表达式及算法实现步骤, 并利用该算法对分布于场景中心及边缘的点目标进行了成像仿真, 验证了算法的有效性。

关键词: 冰川探测雷达; 非线性 chirp scaling 算法; 冰川厚度; 正下视

中图分类号: TN957.5 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2009) 07-1422-06

Research of Nonlinear Chirp Scaling Algorithm for Air-borne Glacier Penetrating Radar System

ZHAO Bo^{1,2}, LIU Xiaojun¹, FANG Guangyou¹

(1. The Key Laboratory of High Power Microwave and Electromagnetic Radiation, Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China; 2. Graduate University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

Abstract: Based on the two layer media imaging problem that high resolution imaging glacier penetrating radar (HRF GPR) system has, this paper analyzes the spatial geometry and studies a modified nonlinear chirp scaling algorithm which can compensate the refraction effects and the propagation velocity changes in different medium automatically. This algorithm also can improve the focusing feature of the scatter. According to the model of echo signal, the phase compensation factors and realized steps of algorithm are given. Raw data of the radar is simulated, and image is achieved by using the algorithm proposed. The imaging quality is compared with theoretical value. Experimental results demonstrate the validity of the proposed algorithm.

Key words: glacier penetrating radar; nonlinear chirp scaling algorithm; ice thickness; nadir-looking

1 引言

上世纪末期以来, 全球气候变暖导致极地冰川融化, 从而造成海平面以每年 2mm 的速度上升, 正威胁人类的生存空间^[1]。由于冰川具有对无线电波衰减小、冰体成层性和均质性好的优点, 利用雷达进行冰川探测已被证明为一种有效的技术手段^[2]。中科院高功率微波与电磁辐射重点实验室已完成了一套 VHF 波段的高分辨率成像冰川厚度探测雷达 (HRF GPR) (实验方面正在筹建), 来实现对冰川厚度的探测, 获取其垂直剖面图。

使用合成孔径方法来完成冰川厚度探测雷达成像处理既可以提高信噪比, 改善方位向的分辨率, 同时又具有杂波抑制的效果, 在冰川厚度测量中具有广泛的应用^[3~5]。然而传统的冰川探测雷达合成孔径均通过匹配

滤波来实现^[3,4], 该方法需多次求解成像点与雷达之间的距离^[5], 同时匹配滤波固有的运算量巨大等问题, 要求研究一种快速成像方法。非线性 CS 算法^[6]由于考虑了随距离线性变换的二次距离压缩, 因此可适用于较宽的测绘带成像, 同时无须插值即可实现距离徙动的校正, 具有效率高的优点, 并且因为方位向压缩是在距离多普勒域中进行, 可以方便地与运动补偿方法结合起来^[7]。文献[8]中提出了一种非线性 CS 改进算法, 其主要思想是在二维频域补偿高阶耦合, 只剩下非线性 CS 可以处理的耦合项, 可以显著提高图像质量。本文在已有的非线性 CS 算法的基础上, 针对大处理角的低频超宽带冰川厚度探测雷达涉及的两层媒质成像问题, 提出了一种修正的非线性 CS 改进算法, 能对电磁波的折射效应和传播速度的变化进行自动补偿, 同时由于完全补

偿了参考距离上目标的距离徙动, 提高了参考点乃至整个成像区域的图像质量. 文中给出了各补偿因子表达式及算法实现步骤, 由于整个算法只需复乘和傅立叶变换, 大大提高了运算效率. 最后根据雷达实际参数模拟了冰川探测雷达回波数据, 对分布于场景中心及边缘的 9 个点目标进行成像仿真, 分析了成像效果, 验证了算法的有效性.

2 HRF-GPR 介绍

机载冰川厚度探测雷达工作在正下视模式, 距离向竖直向下, 方位向为载机飞行方向. 雷达通过载机运动将天线单元顺序地从一个收/发位置移动到下一个收/发位置, 对顺序采集到的各组回波信号进行正确移相与叠加来实现合成孔径. 距离向高分辨率通过对接收的大时带积信号做匹配滤波获得.

表 1 HRF-GPR 系统参数

参数类型	数值	单位
雷达类型	线性调频脉冲	- - -
RF 载频	125	MHz
发射脉冲宽度	10	μs
带宽	50	MHz
峰值发射功率	~ 200	W
A/D 动态范围	10 (62)	bit (dB)
采样频率	162.5	MHz
PRF	9.6	KHz
探测深度	~ 3	km
波束方位向张角	66	°

HRF-GPR 属于线性调频脉冲体制雷达, 雷达系统参数如表 1 所示. 系统采用直接中频采样技术^[9], 对回波信号使用采样频率为 162.5 MHz 的 10bit ADC 进行采样. 在数据存储至 PC 机硬盘之前, 数据采集电路采用 FPGA 完成可调次数的平均运算, 即相干积分, 以有效压缩数据量, 并提高信噪比. 后处理中采用数字正交解调恢复回波信号的 I 和 Q 分量, 提取出相位信息^[9].

本文假设雷达载机飞行高度 H 为 2000m, 飞行速度 u 为 100m/s, 系统相干积分次数 (COH) 为 64, 重复频率 $f_p = \text{PRF}/\text{COH}$ 为 150Hz, 目标最大多普勒频率 $2u/\lambda$ 为 83.3Hz, 孔径长度 L 对应的方位向采样点数 L_N 为 $L * f_p/u$.

3 雷达回波模型

如图 1 所示, 雷达沿方位向做匀速直线运动, 在位置 $x = u\eta$ 处, 发射中心频率为 ω_c 的线性调频脉冲 $p(\tau) = \text{rect}(\tau/T_l) e^{j\pi K \tau^2} e^{j\omega_c \tau}$, 其中 τ 和 η 分别表示快时间和慢时间. 由于载机速度 u 远小于电磁波在自由空间和冰层媒质中的传播速度, 所以在发射脉冲到接收回波

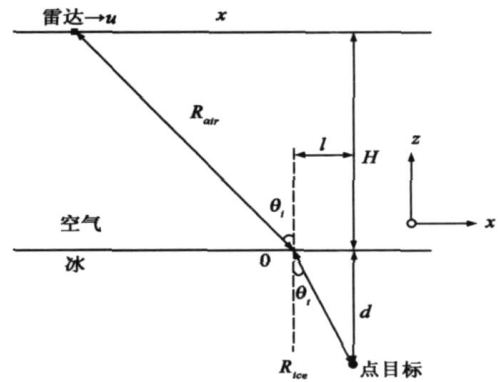


图 1 电磁波在两层媒质中传播的示意图

期间, 假定载机位置保持不变. 在图 1 所示坐标系中, 坐标原点位于点目标在冰面的垂直投影, 则雷达载机坐标为 (x, H) , 点目标坐标为 $(0, -d)$. 假定冰层为均匀、线性、无耗、各向同性媒质, 记冰层的相对介电常数和相对磁导率分别为 ϵ_r 和 μ_r , 其中 $\mu_r \approx 1$, 用 l 表示冰层表面折射点的水平位置. 根据 Snell 折射定律可得

$$\frac{x-l}{\sqrt{(x-l)^2 + H^2}} = \sqrt{\epsilon_r} \frac{l}{\sqrt{l^2 + d^2}} \quad (1)$$

整理式 (1) 可得关于 l 的一元四次方程^[5]

$$l^4 - 2xl^3 + (x^2 + \frac{d^2 - \epsilon_r H^2}{1 - \epsilon_r})l^2 - \frac{2xd^2}{1 - \epsilon_r}l + \frac{x^2 d^2}{1 - \epsilon_r} = 0 \quad (2)$$

该方程仅有一个具有物理意义的实根, 它满足当 $x \geq 0$ 时 $x-l \geq 0$, 或 $x \leq 0$ 时 $x-l \leq 0$. 考虑到电磁波在冰介质中的传播速度与在空气中的差异, 载机与目标之间的等效距离为

$$R(\eta; d) = R_{air}(\eta; d) + n_{ice} R_{ice}(\eta; d) \quad (3)$$

式中 $n_{ice} = \sqrt{\epsilon_r}$ 为冰层的折射率. 接收到的回波信号经过数字下变频和低通滤波后得到的信号为

$$s_0(\tau, \eta) = \text{rect}\left(\frac{\tau - 2R(\eta; d)/c}{T}\right) e^{j\pi K_p (\tau - 2R(\eta; d)/c)^2} e^{-j2\omega_c R(\eta; d)/c} \quad (4)$$

雷达回波信号的方位历程为式 (4) 中的第 2 个相位项

$$\Phi(\eta; d) = -2\omega_c R(\eta; d)/c \quad (5)$$

对式 (5) 中的变量 η 求导, 可求得方位多普勒频率

$$f(\eta) = \frac{1}{2\pi} \frac{\partial \Phi(\eta; d)}{\partial \eta} = -\frac{2u \sin \theta_i}{\lambda} \quad (6)$$

其中 θ_i 为入射角, 定义其符号为在法线左侧为负, 右侧为正.

4 非线性 Chirp Scaling 算法

4.1 方位向和距离向傅立叶变换

根据驻定相位原理^[10], 回波信号经过二维傅立叶变换后得到波数域中的频谱为

$$S_0(k_z, k_x) = \exp\left[-jH \sqrt{(k_x + k_z)^2 - k_x^2}\right]$$

$$\cdot \exp \left[-j \varphi(k_z, k_x; d) - j \frac{k_z^2}{2K} \right] \quad (7)$$

式中: k_z 表示基带波数, k_x 表示沿航迹向波数, k_c 表示载波波数, K 表示信号在波数域的调频率, 相位因子 $\varphi(k_z, k_x; d)$ 可表示为

$$\varphi(k_z, k_x; d) = n_{ice} d \sqrt{(k_c + k_z)^2 - (k_x/n_{ice})^2} \quad (8)$$

式(7)的推导过程见附录, 这里为方便描述, 给出了回波信号的波数谱, 并省略了下文推导中不涉及的幅度信息. 使用泰勒级数, 式(8)可展开为多项式

$$\begin{aligned} \varphi(k_z, k_x; d) = & n_{ice} d (D(k_x) k_c + \frac{k_c k_z}{D(k_x) k_c} \\ & - \frac{k_x^2}{2D^3(k_x) n_{ice}^2 k_c} (\frac{k_z}{k_c})^2 \\ & + \frac{k_x^2}{2D^5(k_x) n_{ice}^2 k_c} (\frac{k_z}{k_c})^3 + \dots) \end{aligned} \quad (9)$$

$$\text{其中} \quad D(k_x) = \sqrt{1 - (\frac{k_x}{k_c n_{ice}})^2} \quad (10)$$

4.2 参考点的二维频率补偿

在信号的二维频域对参考点的相位进行完全补偿, 补偿函数为

$$\begin{aligned} H_1(k_z, k_x) = & \exp \{ j(n_{ice} d_{rf} \sqrt{(k_c + k_z)^2 - (k_x/n_{ice})^2} \\ & + jH \sqrt{(k_c + k_z)^2 - k_x^2} - j n_{ice} d_{rf} [D(k_x) k_c \\ & + \frac{k_c k_z}{D(k_x) k_c} - \frac{k_x^2}{2D^3(k_x) n_{ice}^2 k_c} (\frac{k_z}{k_c})^2] \} \end{aligned} \quad (11)$$

此时, 对参考点 d_{rf} 的三次及三次以上的相位进行了补偿, 即对参考点进行了完全补偿. 在大处理角情况下, 离参考点较远的目标剩余的三次相位误差也较大, 需对其进行补偿. 三次相位补偿函数为

$$H_2(k_z, k_x) = \exp(j \frac{1}{3} Y(k_x) k_z^3) \quad (12)$$

经补偿后信号的二维频谱为

$$\begin{aligned} S_1(k_z, k_x) = & \exp(-j n_{ice} d (D(k_x) k_c + \frac{k_z}{D(k_x)}) \\ & \cdot \exp(-j \frac{k_z^2}{2K_m(k_x; d)} + j \frac{1}{3} Y(k_x) k_z^3) \end{aligned} \quad (13)$$

其中

$$\frac{1}{K_m(k_x; d)} = \frac{1}{K} - \frac{k_x^2 d}{D^3(k_x) n_{ice} k_c^3} \quad (14)$$

原始 CS 算法中, 空变调频率 $K_m(k_x; d)$ 用 $K_m(k_x; d_{rf})$ 来代替, 没有考虑调频率随距离向 d 的变化, 非线性 CS 算法考虑了调频率随 d 线性变化的特性, 对式(14)所示的空变调频率进行一阶线性近似得

$$K_m(k_x; d) \approx K_m(k_x; d_{rf}) + K_{m1}(k_x) n_{ice} (d - d_{rf}) \quad (15)$$

其中

$$K_{m1}(k_x) = \frac{k_x^2 K_m^2(k_x; d_{rf})}{D^3(k_x) n_{ice}^2 k_c^3} \quad (16)$$

4.3 距离向傅立叶反变换

当 $Y(k_x)$ 很小时, 可以认为驻定相位点与未进行三次相位补偿的驻定相位点相同, 因此变换到距离-多普勒域后的信号为

$$\begin{aligned} s_2(z, k_x) = & \exp(-j D(k_x) k_c n_{ice} d) \\ & \cdot \exp[j \frac{1}{2} K_m(k_x; d) (z - \frac{n_{ice} d}{D(k_x)})^2] \\ & \cdot \exp\{j \frac{1}{3} Y(k_x) K_m^3(k_x; d) [z - \frac{n_{ice} d}{D(k_x)}]^3\} \end{aligned} \quad (17)$$

4.4 Chirp Scaling 操作

为了对调频率随距离的变化进行补偿而引入三次 CS 函数. 在距离-多普勒域乘以修正后的 CS 因子

$$\begin{aligned} H_3(k_x; d_{rf}) = & \exp\{j \frac{q_2(k_x)}{2} [z - \frac{n_{ice} d_{rf}}{D(k_x)}]^2 \\ & + j \frac{q_3(k_x)}{3} [z - \frac{n_{ice} d_{rf}}{D(k_x)}]^3\} \end{aligned} \quad (18)$$

4.5 距离压缩、二次距离压缩和距离徙动校正

通过距离向傅立叶变换, 将经过 CS 因子补偿的信号变换到二维频率域. 在二维频率域, 将信号相位写成 k_z 的级数形式, 并将每一项的系数展开成 $n_{ice}(d - d_{rf})$ 的级数形式. 为了消除随距离变化的徙动项和二次距离压缩项, 这里令 $n_{ice}(d - d_{rf}) k_z$ 项的系数为 1, $[n_{ice}(d - d_{rf})]^2 k_z$ 项的系数为 0, $n_{ice}(d - d_{rf}) k_z^2$ 项的系数为 0, 这样可以得到 $Y(k_x)$, $q_2(k_x)$, $q_3(k_x)$ 为

$$Y(k_x) = \frac{K_{m1}(k_x) D(k_x) [2 - D(k_x)]}{2K_m^3(k_x; d_{rf}) [1 - D(k_x)]} \quad (19)$$

$$q_2(k_x) = K_m(k_x; d_{rf}) g(k_x) \quad (20)$$

$$q_3(k_x) = \frac{1}{2} K_{m1}(k_x) g(k_x) D(k_x) \quad (21)$$

其中

$$g(k_x) = \frac{1}{D(k_x)} - 1 \quad (22)$$

在忽略高次项后, 此时信号的二维频域表达式中的相位函数为

$$\begin{aligned} \angle S_3(k_z, k_x) = & - \frac{1}{2} \frac{1}{K_m(k_x; d_{rf}) + q_2(k_x)} k_z^2 - \frac{n_{ice} d_{rf}}{D(k_x)} k_z \\ & + \frac{1}{3} \frac{Y(k_x) K_m^3(k_x; d_{rf}) + q_3(k_x)}{(K_m(k_x; d_{rf}) + q_2(k_x))^3} k_z^3 - n_{ice} (d - d_{rf}) k_b \\ & + \frac{1}{2} \frac{K_m(k_x; d_{rf}) q_2(k_x)}{K_m(k_x; d_{rf}) + q_2(k_x)} \times (\frac{n_{ice} (d_{rf} - d)}{D(k_x)})^2 \\ & + \frac{1}{6} K_{m1}(k_x) g(k_x) D^2(k_x) \times (\frac{n_{ice} (d - d_{rf})}{D(k_x)})^3 \\ & - D(k_x) k_c n_{ice} d \end{aligned} \quad (23)$$

在二维频率域完成距离压缩和距离徙动校正的补

偿函数为

$$H_4(k_z, k_x) = \exp\left\{j\left[\frac{1}{2} \frac{1}{K_m(k_x; d_{rf}) + q_2(k_x)} k_z^2 + \frac{n_{ice} d_{rf}}{D(k_x)} k_z - \frac{1}{3} \frac{Y(k_x) K_m^3(k_x; d_{rf}) + q_3(k_x)}{(K_m(k_x; d_{rf}) + q_2(k_x))^3} k_z^3\right]\right\} \quad (24)$$

在二维频率域完成距离聚焦处理后把信号转换到距离-多普勒域。

4.6 方位压缩和残留相位补偿

方位向聚焦及残留相位补偿因子为

$$H_5(k_z, k_x) = \exp(jD(k_x) k_x n_{ice} d) \cdot \exp\left(-j \frac{K_m(k_x; d_{rf}) q_2(k_x)}{2 K_m(k_x; d_{rf}) + q_2(k_x)} \times \left(\frac{n_{ice}(d_{rf} - d)}{D(k_x)}\right)^2\right) \cdot \exp\left[-j \frac{1}{6} K_{m1}(k_x) g(k_x) D^2(k_x) \times \left(\frac{n_{ice}(d - d_{rf})}{D(k_x)}\right)^3\right] \quad (25)$$

完成方位压缩和残留相位补偿后,再经方位向傅立叶逆变换就可得到最终的雷达图像。由于非线性 CS 算法中电磁波的传播速度以真空中的速度为基准,因此雷达图像显示的目标位置信息会发生偏差,图像在距离向产生了 n_{ice} 倍的拉伸。

需注意的是,实际雷达回波数据在距离向以参考点的回波中心为距离中心,在使用快速傅立叶变换时,相当于时间(距离)零点由雷达所在位置搬移到了测绘带中心,因此上文中相应的补偿函数 $H_1(k_z, k_x)$ 和 $H_4(k_z, k_x)$ 应修正为

$$H_1'(k_z, k_x) = H_1(k_z, k_x) \exp(-jk_z H) \quad (26)$$

$$H_4'(k_z, k_x) = H_4(k_z, k_x) \exp(-jk_z n_{ice} d_{rf}) \quad (27)$$

冰川厚度探测雷达的方位向波束角较大,非线性 CS 算法对离参考点较远目标的剩余三次相位误差进行了补偿。一般认为,相位误差小于 $\pi/4$ 对成像质量没有显著影响。对 HRF-GPR 天线方位张角和系统参数,测绘带宽度为 1.5km 时,剩余四次及以上相位误差可以忽略(四次相位误差最大值小于 $\pi/4$)。故可利用分段成像来降低剩余相位误差,得到高分辨率图像。

上文给出了冰川厚度探测雷达的非线性 CS 成像算法,该方法可以比较容易地由两层媒质成像推广到多层媒质情况,仅需对文中的补偿函数做相应修正。

5 仿真结果及分析

为验证非线性 CS 算法的有效性,进行了 9 点目标阵成像仿真,仿真参数参见本文第 2 部分(仿真孔径长度为 1900m)。根据雷达系统参数,按照式(3)所示距离产生点目标回波数据,成像结果如图 2 所示。成像场景内有 9 个点目标,其中,中心点目标位于(0, -2000),其余点目标以 500m 等间隔分布在其周围。为详细分析成

像效果,以中心点目标和右下角点目标(500, -2500)为例,给出了点目标的图像和经 8 倍插值后的二维压缩曲线,如图 3 所示。由图可见点目标的图像清晰,距离向和方位向压缩曲线效果较好。

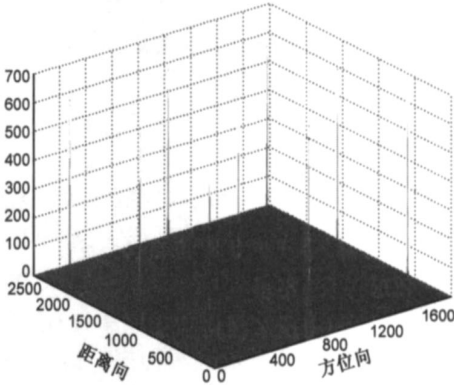
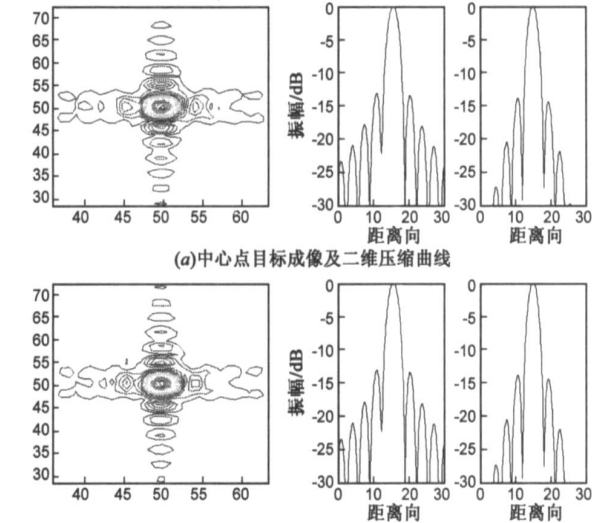


图2 9点目标成像



(a)中心点目标成像及二维压缩曲线
(b)右下角点目标成像及二维压缩曲线
图3 中心和右下角点目标成像效果

表 2 点目标响应质量指标及对比

	仿真值		理论值	
	峰值旁瓣比 (dB)	积分旁瓣比 (dB)	分辨率 (m)	分辨率 (m)
中心 距离	- 13. 07	- 10. 23	2. 67	2. 65
点 方位	- 13. 79	- 12. 50	1. 83	1. 97
右下 距离	- 12. 93	- 10. 21	2. 66	2. 65
角点 方位	- 13. 72	- 12. 58	1. 92	2. 15

表 2 以成像场景左上角点、中心点和右下角点为例,给出了距离向和方位向的峰值旁瓣比(PSLR)、积分旁瓣比(ISLR)和分辨率,并与理论值进行比较。仿真峰值旁瓣比和积分旁瓣比与理论值基本吻合,分辨率与文献[5]给出的理论分辨率接近(文献中理论分辨率的计算式(8)为近似公式),点目标响应指标满足要求。由

表可知,随着目标深度的增加,方位向分辨率越来越低,这是由于仿真时所有目标的合成孔径长度相同,距离较远的目标产生的多普勒带宽较窄,从而造成分辨率降低.对于距离较近的目标,距离向分辨率相对较低,这是因为近距离目标的距离徙动比较大,在完成距离徙动校正后,仍存在一定程度的距离弯曲,在方位向压缩后,造成距离向的主瓣展宽.

6 结束语

本文以高分辨率成像冰川厚度探测雷达系统为对象,根据空间几何模型和回波信号形式,推导并给出了适用于机载正下视合成孔径雷达成像的修正的非线性 CS 算法,给出了各补偿因子表达式及算法的实现步骤.该算法能对电磁波在不同媒质界面产生的折射效应和不同媒质传播速度的变化进行自动校正,无需求解一元四次方程,并能有效改善散射点的聚焦性能,可用于冰川探测雷达的分段成像.文中虽以两层媒质的成像为例,但算法可以容易地推广到多层媒质情况.最后利用该算法进行了仿真试验,分析得到了成像效果、峰值旁瓣比、积分旁瓣比和分辨率等图像质量指标与理论值基本吻合.

附录 回波信号二维频率域表达式

首先对回波信号式(4)进行距离向傅立叶变换,根据驻定相位原理^[10],易得

$$S_{1f}(\tau, \eta) = \text{rect}\left(\frac{u\eta}{L}\right) \text{rect}\left(\frac{f_\tau}{K_p T}\right) \exp(-j \frac{\pi f_\tau^2}{K_p}) \cdot \exp(-j \frac{4\pi(f_c + f_\tau) R(\eta; d)}{c}) \quad (28)$$

再次使用驻定相位原理,对方位向变量 η 做傅立叶变换

$$S_{2f}(f_i, f_m) = \int_{-\infty}^{\infty} S_{1f}(\tau, \eta) \exp(-j 2\pi f_i \eta) d\eta \quad (29)$$

由式(6)可得,上式中积分函数的相位函数 $\theta(\eta)$ 的导数为

$$\frac{\partial \theta(\eta)}{\partial \eta} = - \frac{4\pi(f_c + f_\tau) u \sin \theta_i}{c} - 2\pi f_i \quad (30)$$

令式(30)为零,可通过 $\sin \theta_i$ 建立 η 与 f_i 之间的函数关系,从而得到驻定相位点为

$$\eta_k = \frac{H \sin \theta_i}{u \sqrt{1 - \sin^2 \theta_i}} + \frac{d \sin \theta_i / n_{ice}}{u \sqrt{1 - (\sin \theta_i / n_{ice})^2}} \quad (31)$$

其中 $\sin \theta_i$ 由式(30)等于零得到.经过式(31)所示变量代换,式(29)所求回波的二维频谱经化简后的幅度谱和相位谱分别为

$$|S_{2f}(f_\tau, f_\eta)| = A \text{rect}(f_\tau / K_p T) \text{rect}(u\eta_k / L) \quad (32)$$

$$\theta_a(f_\tau, f_\eta) = - \frac{4\pi H(f_c + f_\tau)}{c} \sqrt{1 - \left(\frac{f_\eta}{2(f_c + f_\tau)u}\right)^2} - \frac{4\pi n_{ice} d(f_c + f_\tau)}{c} \sqrt{1 - \left(\frac{f_\eta}{2n_{ice}(f_c + f_\tau)u}\right)^2} - \frac{\pi f_\tau^2}{K_p} \quad (33)$$

其中 A 为复常数, f_c 为发射信号的载频, f_τ 为发射信号的基带频率, f_η 为多普勒频率.为简化二维频谱的描述形式,可由波数域与频域的对应关系,很容易地得到回波信号在波数域中的表达形式,由于篇幅所限,此处从略.

参考文献:

- [1] Saikiran P V Namburi. Design and Development of an Advanced Coherent Radar Depth Sounder [D]. Kansas, USA: The University of Kansas, 2003, 7.
- [2] S Gogineni, T Chuah, C Allen, K Jezek, R K Moore. An improved coherent radar depth sounder [J]. Journal of Glaciology, 1998, 44(148): 659–669.
- [3] Justin J Legarsky, Sivaprasad P Gogineni, Torrey L Akins. Focused synthetic aperture radar processing of ice sounder data collected over the Greenland ice sheet [J]. IEEE Transactions on Geosciences and Remote Sensing, 2001, 39(10): 2109–2117.
- [4] Matthew E Peters, Donald D Blankenship, Sasha P Carter, Scott D Kempf, Duncan A Young, John W Holt. Along track focusing of airborne radar sounding data from west Antarctica for improving basal reflection analysis and layer detection [J]. IEEE Transactions on Geosciences and Remote Sensing, 2007, 45(9): 2725–2736.
- [5] Florence Hélier, Chung Chi Lin, Hugh Corr, David Vaughan. Radio echo sounding of pine island glacier, west Antarctica: Aperture synthesis processing and analysis of feasibility from space [J]. IEEE Transactions on Geosciences and Remote Sensing, 2007, 45(8): 2573–2582.
- [6] Davidson G W, Cumming I G, Ito M R. A chirp scaling approach for processing squint mode SAR data [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1996, 32(1): 121–133.
- [7] Ian G Cumming, Frank H Wong. Digital Processing Synthetic Aperture Radar Data [M]. Boston/London: Artech House, 2005, 164–168.
- [8] 刘光平.超宽带 SAR 高效成像算法研究[D].长沙:国防科学技术大学, 2003.

(nese)

- [9] 赵博, 刘小军, 方广有. 高分辨率成像冰川厚度探测雷达数字接收机设计与实现[J]. 遥感技术与应用, 2008, 23(1): 93- 97.

ZHAO Bo, LIU Xiao jun, FANG Guang you. The design and implementation of digital receiver for high resolution imaging

glacier penetrating radar system [J]. Remote Sensing Technology and Application, 2008, 23(1): 93- 97. (in Chinese)

- [10] 张澄波. 综合孔径雷达原理、系统分析与应用[M]. 北京: 北京科学出版社, 1989. 113- 118.

作者简介:



赵 博 男, 1983 年 5 月出生于山西芮城县. 2004 年毕业于中国民用航空学院电子与信息工程专业, 获学士学位. 现为中国科学院电子学研究所硕博连读生, 研究方向为微波成像、数据采集及数字信号处理.

E-mail: zhaobo04@gmail.com



刘小军 男, 1972 年 2 月生于山东栖霞市. 1985 年和 1998 年分别获得太原机械学院学士学位和工学硕士学位, 2001 年获中国科学院电子学研究所工学博士学位. 现为中科院电子所副研究员, 硕士生导师. 主要从事信号与信息处理、图像处理 and 雷达系统研究工作.

E-mail: lxjdr@mail.ie.ac.cn



方广有 男, 1963 年 5 月出生于河南确山市, 中国科学院电子学研究所研究员, 博士生导师, 中国科学院“百人计划”入选者, 研究兴趣主要有: 超宽带电磁学及其工程应用、损耗介质中隐蔽目标的电磁探测、微波成像新技术和新方法和电磁场的数值计算方法等.