

一种斜视 FMCW SAR 的等效正侧视处理方法

梁毅, 郭亮, 邢孟道, 保铮

(西安电子科技大学雷达信号处理重点实验室, 陕西西安 710071)

摘要: 本文分析了斜视调频连续波 SAR 中载机连续运动的影响——产生多普勒频移, 以及其对图像聚焦的影响, 建立了斜视调频连续波 SAR 信号模型, 在分析了现有频率变标算法在斜视角较大情况下失效根源的基础上, 提出了一种斜视数据等效正侧视处理方法, 通过对斜视数据的预处理, 将斜视数据按正侧视的方法来处理; 针对预处理带来的方位聚焦深度的制约, 采用方位非线性调频变标处理克服方位聚焦深度的限制, 最后通过点目标仿真数据处理验证所提算法的有效性。

关键词: 斜视调频连续波 SAR; 等效正侧视处理; 方位聚焦深度; 非线性调频变标

中图分类号: TN957.52 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2009) 06-1159-06

An Equivalent Side-Looking Method for Squint FMCW SAR

LIANG Yi, GUO Liang, XING Meng-dao, BAO Zheng

(National Key Laboratory for Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China)

Abstract: Frequency Modulated Continuous Wave (FMCW) Synthetic Aperture Radar (SAR) is a new conceptual SAR system. This paper analyses the effect of the platform's continuous motion in squint FMCW SAR, i. e. generating Doppler frequency shift, and its effect on image focusing. Considering the deficiency of the present FS algorithm in the case of high squint angle, this paper proposes an equivalent side-looking method for squint FMCW SAR. After pre-processing for the squint SAR data, we can use the imaging algorithm for side-looking mode to process the squint SAR data; for the azimuth focusing depth induced by the pre-processing, this paper utilizes the azimuth non-linear chirp scaling algorithm to overcome this phenomenon. At last, imaging results of the simulated data have proved the validity of the proposed algorithm.

Key words: squint FMCW SAR; equivalent side-looking method; azimuth focusing depth; non-linear chirp scaling

1 引言

调频连续波 (FMCW) 技术与合成孔径雷达 (SAR) 技术的完美结合, 促使了重量轻、成本低、体积小的高分辨短程成像雷达的诞生^[1], 使得 SAR 系统更加的小型化, 从而可以降低对适装平台的要求。与脉冲式 SAR 相比, 在同等作用距离的情况下, 调频连续波 SAR 需要较低的发射功率, 一般固态放大器就可以满足要求, 而且较低的发射功率也使其具有隐蔽性好、抗反辐射导弹能力强的特点。

与传统的脉冲式 SAR 不同, 调频连续波 SAR 有其特殊性。脉冲式 SAR 基于“一步一停”的工作方式, 这是由于发射信号的脉冲宽度很小, 发射过程中目标与雷达平台的相对距离近似没有发生变化, 而调频连续波 SAR 是雷达一直在发射脉冲, 采用收、发天线分离的体制, 较

长的扫频时间决定了在发射信号的过程中目标与雷达平台之间的距离是变化的。雷达平台连续运动带来的影响是在距离向产生一个多普勒频移^[2], 这个多普勒频移会导致回波包络的越距离单元徙动, 影响方位向的能量积累, 应该予以补偿。

由于斜视 SAR 具有区外探测能力, 即可以不直接飞越某一地区而能对该区域的地物目标进行探测, 因此在资源勘探、国境侦察、战场侦察和战场精确打击等应用中发挥着重要的作用。针对斜视调频连续波 SAR 成像, 文献[3]提出了一种基于 Chirp-Z 变换的方法, 但是该方法对方位向处理过于简单。文献[4]提出了一种改进的、结合非线性校正的频率变标算法, 由于忽略了方位高次相位, 致使方位脉压剖面图的第一旁瓣相差 6dB 左右。针对这种情况, 本文提出了一种斜视数据等效正侧视处理方法。

2 调频连续波 SAR 信号模型

2.1 点目标瞬时斜距

建立圆锥坐标系,如图 1 所示,点目标 P 离载机航线的最近距离为 R_0 , 设以载机位于 A 点的时刻为方位慢时间的起点,这时波束中心射线与通过 P 点而与航线平行的线相交于 B 点,将 B 点作为该平行线上慢时间的起点,等效地建立了圆锥坐标系.图中 v 为载机飞行速度, θ_0 为波束中心线指向的斜视角, θ' 为目标的瞬时观测角, R_0 为波束中心线扫过目标时的斜距.

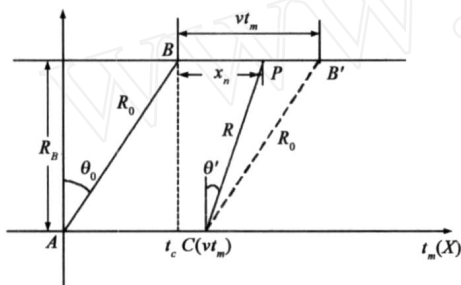


图1 斜视时载机与点目标的几何关系

经过 t_m 后,载机运动到 C 点,其横坐标为 vt_m , 设点目标 P 与 B 点之间的距离为 x_n , 则从 PCB 中可得瞬时斜距 $R(\hat{t}, t_m; R_0)$ 为

$$R(\hat{t}, t_m; R_0) = \sqrt{(vt_m + \hat{t} - x_n)^2 + R_0^2 - 2R_0(vt_m + \hat{t} - x_n)\sin\theta_0} \quad (1)$$

其中 \hat{t} 为距离快时间, t_m 为方位慢时间. 在这里,瞬时斜距是一个与距离快时间 \hat{t} 有关的量.

2.2 载机连续运动影响——产生多普勒频移

将 $R(\hat{t}, t_m; R_0)$ 在 $\hat{t}=0$ 处一阶泰勒近似展开,得

$$R(\hat{t}, t_m; R_0) \approx R + \frac{v(vt_m - x_n) - R_0 v \sin\theta_0}{R} \hat{t} \quad (2)$$

其中 $R(t_m; R_0) =$

$$\sqrt{(vt_m - x_n)^2 + R_0^2 - 2R_0(vt_m - x_n)\sin\theta_0}$$

由雷达平台连续运动引入的多普勒频移(距离向)

$$f_d = - \frac{2}{\lambda} \frac{dR(\hat{t}, t_m; R_0)}{d\hat{t}} = - \frac{2}{\lambda} \frac{v(vt_m - x_n - R_0 \sin\theta_0)}{R} \quad (3)$$

上式中 λ 为载波波长. 观察图 1 可以发现 $(vt_m - x_n - R_0 \sin\theta_0)/R = -\sin\theta'$, 为载机飞行过程中波束射线与垂直航线方向的夹角(瞬时观测角), 所以

$$f_d = - \frac{2}{\lambda} \cdot v \cdot (-\sin\theta') = f_a, \quad \theta_0 = \frac{a}{2} \quad \theta_0 + \frac{a}{2} \quad (4)$$

其中 f_a 为方位向多普勒频率, a 为方位向波束宽度. 上式表明多普勒频移等于方位多普勒频率. 需要说明的是,多普勒频移是由雷达平台在发射和接收脉冲过程中存在连续运动引入的,对于脉冲式 SAR, 由于脉冲宽度很小,脉冲作用期间载机平台运动很小,近似没有

变化,因而采用的是传统的基于“一步一停”近似,瞬时斜距与距离快时间没有关系,不会存在这个多普勒频移. 然而对于连续波 SAR, 雷达在整个扫频周期(脉冲重复周期)内都发射信号,这种工作方式内在决定了瞬时斜距与距离快时间有关. 由多普勒频移引起的距离偏移

$$R = \frac{c}{2f} \cdot f_d \cdot \text{PRI} = \frac{c}{2f} \cdot \frac{f_d}{\text{PRF}} = \frac{c}{2f} \cdot \frac{f_a}{\text{PRF}} \quad (5)$$

其中 c 为光速, f 为发射信号带宽, PRI 为扫频周期, PRF 为脉冲重复频率. 在正侧视的情况下,即满足 $f_a \in [-\text{PRF}/2, \text{PRF}/2]$, 当多普勒带宽相对于脉冲重复频率来说较小时,由多普勒频移引起的距离变化小于四分之一距离分辨单元,此时多普勒频移的影响通常可以忽略. 但是在聚束式或是大斜视的情况下, f_a 通常是大于 $\text{PRF}/2$ 的,甚至是几倍的 PRF , 这种影响将非常严重,如果不补偿将会造成图像的严重散焦. 需要说明的是,在大斜视时, f_a 的变化量是小于方位采样频率 PRF 的,但由于多普勒中心频率的存在,会使得 f_a 大于 $\text{PRF}/2$, 如果不补偿多普勒频移,多普勒中心频率的存在会使得目标成像位置产生径向偏移, f_a 的变化量则会造成目标散焦.

2.3 信号模型

假设雷达发射线性调频连续波信号,则接收端经解线频调处理后的差频输出可以表示为

$$s(\hat{t}, t_m) = \exp[-j \frac{4}{c} R(\hat{t}, t_m)] \exp[-j \frac{4}{c} (R(\hat{t}, t_m) - R_{\text{ref}})(\hat{t} - \frac{2R_{\text{ref}}}{c})] \exp[j \frac{4}{c^2} (R(\hat{t}, t_m) - R_{\text{ref}})^2] \quad (6)$$

其中 $\frac{4}{c}$ 为距离向的调频率, R_{ref} 为参考距离. 式(6)中第一个指数项为方位向的相位历程,第二个指数项为距离向信号,第三个指数项为 RVP(残余视频相位)项.

将式(2)代入式(6)并化简得

$$s(\hat{t}, t_m) = \exp[-j \frac{4}{c} (R + \frac{v(vt_m - x_n) - R_0 v \sin\theta_0}{R} \hat{t})] \exp[-j \frac{4}{c} (R - R_{\text{ref}})(\hat{t} - \frac{2R_{\text{ref}}}{c})] \exp[j \frac{4}{c^2} (R - R_{\text{ref}})^2] \quad (7)$$

其中第一个指数项包含雷达平台连续运动引入的,即由速度引入的多普勒频移对应的相位项,由于是距离快时间 \hat{t} 的一次项,这会引入目标回波包络的偏移.

3 距离向处理

频率变标算法^[5]考虑到了距离弯曲的空变性,相对于 RD 算法来说更为精确,本文对距离向的处理拟采

用频率变标算法。

3.1 频率变标算法的缺陷

原始的频率变标算法适用于正侧视或小斜视的情况,随着斜视角的增大,频率变标算法将不再适用,这主要是由于频率变标时需要乘以一个二次相位函数

$$H_{\text{FS}}(\hat{t}, f_a) = \exp[j(1 - (f_a)) \hat{t}^2] \quad (8)$$

上式中 (f_a) 为方位变标因子。此时会引进一个信号带宽

$$B = B(1 - (f_a)) \quad (9)$$

其中 B 为发射信号带宽。在正侧视或小斜视的情况下, (f_a) 接近于 1, $B(1 - (f_a))$ 小于距离采样频率 F_s , 但是随着斜视角的增大,会导致 $B(1 - (f_a))$ 大于 F_s , 此时频率变标函数 $H_{\text{FS}}(\hat{t}, f_a)$ 本身就是模糊的,导致原始的频率变标算法失效。对于调频连续波 SAR, 一般采用 Dechirp 接收方式, 差频信号带宽是很小的, 相应的距离采样频率也不是很大(调频连续波 SAR 较长的扫频周期限制了其距离采样频率, 否则会导致数据率的明显增大), 很容易出现 $B(1 - (f_a))$ 大于 F_s 的情况。

3.2 等效正侧视处理——改进的频率变标算法

本文提出一种等效正侧视处理算法, 通过对斜视数据的预处理, 将斜视情况等效为正侧视的情况, 这样就消除了频率变标函数本身的模糊, 接下来就可以使用原始的频率变标算法, 只是相应的参数需要修正。预处理过程包括走动校正和多普勒中心校正, 经过预处理操作后的数据可以看成是正侧视的数据, 只是等效速度变成了 $v \cos \theta_0$ 。

3.2.1 预处理

对于距离 $R(t_m; R_0) =$

$\sqrt{(vt_m - x_n)^2 + R_0^2 - 2R_0(vt_m - x_n) \sin \theta_0}$, 由于 $|vt_m - x_n| \ll R_0$, 将其在 $t_m = x_n/v$ 处作泰勒级数展开, 并近似到三次项, 得

$$R(t_m) = \sqrt{R_0^2 + v^2 \cos^2 \theta_0 (t_m - \frac{x_n}{v})^2 - v \sin \theta_0 (t_m - \frac{x_n}{v})} + \frac{v^3 \sin^3 \theta_0 \cos^2 \theta_0}{2R_0^2} (t_m - \frac{x_n}{v})^3 \quad (10)$$

可以看出, 式(10)包含线性走动分量项。先将其中的线性走动分量项加以校正, 即在距离时域、方位时域乘以相反的线性走动分量项, 同时校正掉多普勒中心, 相应的参考函数为

$$H_{\text{WALK, FDC}}(\hat{t}, t_m) = \exp[j \frac{4}{c} R(t_m) (\hat{t} - \frac{2R_{\text{ref}}}{c}) + j \frac{4}{c} R(t_m)] \quad (11)$$

式中 $R(t_m) = -v \sin \theta_0 t_m$, 补偿后, 目标的距离与 t_m 的关系为

$$R_l(t_m) = R(t_m) - R(t_m) = \sqrt{R_0^2 + v^2 \cos^2 \theta_0 (t_m - \frac{x_n}{v})^2}$$

$$+ x_n \sin \theta_0 + \frac{v^3 \sin^3 \theta_0 \cos^2 \theta_0}{2R_0^2} (t_m - \frac{x_n}{v})^3 \quad (12)$$

通过上述补偿后, 相当于速度变为 $v \cos \theta_0$, 多普勒中心也从原来的 $f_{\text{dc}} = 2v \sin \theta_0 / \lambda$ 补偿为零, 补偿后的基频回波变为

$$s(\hat{t}, t_m) = \exp[-j \frac{4}{c} (R_l + \frac{v(vt_m - x_n) - R_0 v \sin \theta_0 \hat{t}}{R})] \exp[-j \frac{4}{c} (R_l - R_{\text{ref}}) (\hat{t} - \frac{2R_{\text{ref}}}{c})] \exp[j \frac{4}{c^2} (R_l - R_{\text{ref}})^2] \quad (13)$$

在大时宽、带宽积的情况下, 上式进一步可以写为^[5]

$$s(\hat{t}, f_a) = \left\{ \begin{aligned} &\exp[-j \frac{4}{c} x_n \sin \theta_0] \\ &\exp[-j 2 f_a \frac{x_n}{v}] \exp[j 2 f_a \hat{t}] \\ &\exp[-j \frac{4}{c} R_0 (f_a)] \\ &\exp[-j \frac{4}{c} (\frac{R_0}{(f_a)} - R_{\text{ref}} + x_n \sin \theta_0) \\ &\cdot (\hat{t} - \frac{2R_{\text{ref}}}{c})] \cdot \text{sinc}(\hat{t} - \frac{2R_{\text{ref}}}{c}, f_a; R_0) \\ &\exp[j \frac{2 \sin \theta_0 R_0 f_a^3}{\cos \theta_0 (f_{\text{aM}}^2 - f_a^2)^{\frac{3}{2}}}] \end{aligned} \right\} \otimes \exp[-j \hat{t}^2] \quad (14)$$

上式中 f_a 为多普勒频移, 符号 \otimes 表示卷积操作。可以看出, 当斜视角 $\theta_0 = 0$ 时, 式(14)即蜕化为正侧视情况下的表达式。

3.2.2 多普勒频移校正

多普勒频移校正是调频连续波 SAR 所特有的, 对于脉冲式 SAR 并不存在这步操作。由于多普勒频移具有沿方位的平移不变性, 一般在方位多普勒域补偿多普勒频移。等效正侧视处理算法在频率变标的同时进行多普勒频移校正, 这样相对原有的频率变标算法, 其运算量并不会增加很多。这里需要强调的一点是, 尽管在预处理的过程中已经校正了多普勒中心, 但是对于多普勒频移项, 其多普勒中心仍然为 f_{dc} , 这是需要特别注意的, 该项会造成图像的一个整体平移, 影响对目标的定位, 严重时会造成目标信号对应的方位调频率与距离对应的方位调频率失配过大, 从而影响方位的聚焦。多普勒频移校正函数为

$$H_{\text{DFS}}(\hat{t}, f_a) = \exp[-j 2 f_a \hat{t}] \cdot \frac{\text{PRF}}{2} + f_{\text{dc}} f_a f_{\text{dc}} + \frac{\text{PRF}}{2} \quad (15)$$

3.2.3 频率变标

经过预处理后的数据等效为正侧视的情况, 只是等效速度变为 $v \cos \theta_0$, 这样频率变标函数、RVP 校正函数、逆频率变标函数、二次距离脉压参考函数以及距离

徙动校正函数就同正侧视情况下的类似(参考文献[5]),只是尺度因子要调整为 $(f_a) = \frac{1}{\sqrt{1 - 2f_a^2/(4v^2\cos^2\theta_0)}}$.

3.2.4 走动校正影响分析

预处理操作在时域完成走动校正,这样会造成同一距离单元 R_0 的点目标在方位慢时间 t_m 时刻的斜距为 $R_0 - v\sin\theta_0 t_m$,从而使方位多普勒调频率 k_a 不再是一个固定值,而会随方位慢时间 t_m 时变,即

$$k_a = -\frac{2v^2\cos^2\theta_0}{(R_0 - v\sin\theta_0 t_m)} - \frac{2v^2\cos^2\theta_0}{R_0} - \frac{2v^3\cos^2\theta_0\sin\theta_0}{R_0^2} t_m \quad (16)$$

由于在预处理的过程中已经校正了多普勒中心频率,当将方位数据变换到方位多普勒域时,对于横向位置不同的点,其相位的曲率是不同的,此时如果要用同一个参考函数对方位向不同的点同时聚焦,则方位向的聚焦深度是受限的,必须满足^[6]

$$|X_n| \frac{R_0^2}{2(L\cos\theta_0)^2|\sin\theta_0|} \quad (17)$$

由于方位向聚焦深度的存在,方位向场景宽度应小于二倍的方位向聚焦深度.

4 方位向处理

根据 3.2.4 节分析,采用时域校正距离走动的方法会使得横向位置不同的点相位曲率不同,如果采用分段处理的方法,由于斜视角较大时块与块之间重叠较多,会带来处理效率的严重降低.事实上,限制方位处理的主要因素是由于目标横向位置与方位多普勒频率的二次项是耦合的,如果设法消除这种耦合,就能克服聚焦深度的限制.实际中,可以采用非线性调频变标处理来实现^[7].经过距离向处理后的信号可以表示为

$$s\left(\frac{f_r}{c}, f_a\right) = \text{Sinc}\left[\frac{T_p}{c} \cdot \left(f_r + \frac{2}{c}(R_0 - R_{\text{ref}} + x_n \sin\theta_0)\right)\right] \exp[-j \frac{4}{c} x_n \sin\theta_0] \exp[-j 2 f_a \frac{x_n}{v}] \exp[-j \frac{4}{R_0} (f_a)] \exp\left[j \frac{2 \sin\theta_0 R_0 f_a^3}{\cos\theta_0 (f_{aM}^2 - f_a^2)^{\frac{3}{2}}}\right] \quad (18)$$

其中第一项为距离脉压后的信号,可以看出,距离脉压后的信号为一 Sinc 函数,但是存在一个与目标横向位置有关的移动,这是由时域校正走动所引起的;第二项为常数相位,可以不予考虑;第三项为方位多普勒频率的线性项,反映目标的方位位置;第四项为方位调制项,决定方位向的聚焦;第五项为方位高次相位.

4.1 非线性调频变标

方位向处理首先需要补偿方位向的高次相位,对

应的参考函数为

$$H_{\text{FCMP}}(f_a; R_0) = \exp[-j \frac{2 \sin\theta_0 R_0 f_a^3}{\cos\theta_0 (f_{aM}^2 - f_a^2)^{\frac{3}{2}}}] \quad (19)$$

经过方位向高次相位补偿后,将与方位有关的相位单独记为

$$G(f_a; R_0) = \exp[-j 2 f_a \frac{x_n}{v}] \exp[-j \frac{4}{R_0} (f_a)] \quad (20)$$

将 (f_a) 在 $f_a = 0$ 处进行泰勒展开,并近似到二次项,得

$$G(f_a; R_0) = \exp[-j 2 f_a \frac{x_n}{v}] \exp[-j \frac{4}{R_0} - j \frac{f_a^2}{k_a}] \quad (21)$$

构造三次相位滤波函数 $H_{\text{TFL}}(f_a; R_0) = \exp(j p f_a^3)$ (22) 将式(21)、式(22)相乘并逆傅立叶变换到方位慢时间域,得

$$g(t_m; R_0) = \exp[j k_a (t_m - \frac{x_n}{v})^2 + j p k_a^3 (t_m - \frac{x_n}{v})^3] \quad (23)$$

构造非线性调频变标函数

$$H_{\text{SCALE}}(t_m; R_0) = \exp(j q_1 t_m^2) \exp(j q_2 t_m^3) \quad (24)$$

将式(23)、式(24)相乘并傅立叶变换到方位多普勒域

$$G(f_a; R_0) = \exp[j \quad] \quad (25)$$

其中

$$= -2 \cdot \frac{k_a \frac{x_n}{v} + f_a}{k_a + q_1} f_a + \frac{1}{(k_a + q_1)^2} \left[k_a (f_a - q_1 \frac{x_n}{v})^2 + q_1 (f_a + k_a \frac{x_n}{v})^2 \right] + \frac{1}{(k_a + q_1)^3} \left[p k_a^3 (f_a - q_1 \frac{x_n}{v})^3 + q_2 (f_a + k_a \frac{x_n}{v})^3 \right] \quad (26)$$

对于方位调频率,根据 3.2.4 节分析,其对应的真实距离应为 $R_0 - x_n \sin\theta_0$ (x_n 为目标的方位位置),对其采用目标方位位置的一阶近似,得

$$k_a = -\frac{2v^2\cos^2\theta_0}{(R_0 - x_n \sin\theta_0)} \quad k_{ac} + k_{av} \frac{x_n}{v}, k_{ac} = -\frac{2v^2\cos^2\theta_0}{R_0}, k_{av} = -\frac{2v^3\cos^2\theta_0\sin\theta_0}{R_0^2} \quad (27)$$

将以上表达式代入式(26)中,得

$$(f_a) \quad a(q_1, q_2, p, f_a) + b(q_1) x_n f_a + c(q_1, q_2) x_n^2 f_a + d(q_1, q_2) x_n f_a^2 + e(q_1, q_2, x_n) \quad (28)$$

令 $b = -\frac{2}{v} \frac{1}{u}$, u 为变标因子,取值接近于 1, $c = 0$, $d = 0$, 得 $q_1 = k_{ac}(u - 1)$, $q_2 = \frac{k_{av}(u - 1)}{3}$, $p =$

$\frac{k_{av}(2u - 1)}{3k_{ac}^3(u - 1)}$, 进而得到

$$G(f_a; R_0) = \exp[-j \frac{2v^2\cos^2\theta_0}{k_{ac}u} f_a^2 + j \frac{k_{av}}{3k_{ac}^3(u - 1)} f_a^3]$$

$$\exp[-j2 \frac{x_n f_a}{v u}] \exp[j \frac{k_{av}(u-1)}{v^2 u} x_n^2 - j \frac{2 k_{av}(u-1)}{3 v^3 u} x_n^3] \quad (29)$$

对应的方位脉压参考函数为

$$H_{AREF}(f_a; R_0) = \exp[j \frac{k_{av}}{k_{ac} u} f_a^2 - j \frac{k_{av}}{3 k_{ac}^3 u} f_a^3] \quad (30)$$

最终,经过二维脉压后的信号可以表示为

$$s(\frac{f_r}{c}, t_m) = \text{Sinc}[\frac{T_p}{c} \cdot (f_r + \frac{2}{c} (R_B - R_{ref} + X_n \sin \theta_0))] \cdot \text{Sinc}[\frac{f_a u (t_m - \frac{x_n}{v})}{v}] \exp[-j \frac{4}{c} X_n \sin \theta_0] \exp[-j \frac{4}{c} R_0] \exp[j \frac{k_{ac}(u-1)}{v^2 u} x_n^2 - j \frac{2 k_{av}(u-1)}{3 v^3 u} x_n^3] \quad (31)$$

整个数据处理流程如图 2 所示,包括等效正侧视处理、方位向非线性调频变标以及后处理,其中前两步处理如前边第三节和第四节的距离向和方位向处理,后处理包括几何形变校正和坐标变换.几何形变校正是走动校正的逆过程,补偿走动校正引起的偏离方位零点的目标的径向移动.坐标变换是将圆锥坐标系转换为圆柱坐标系,达到与通常的观测模式一致.

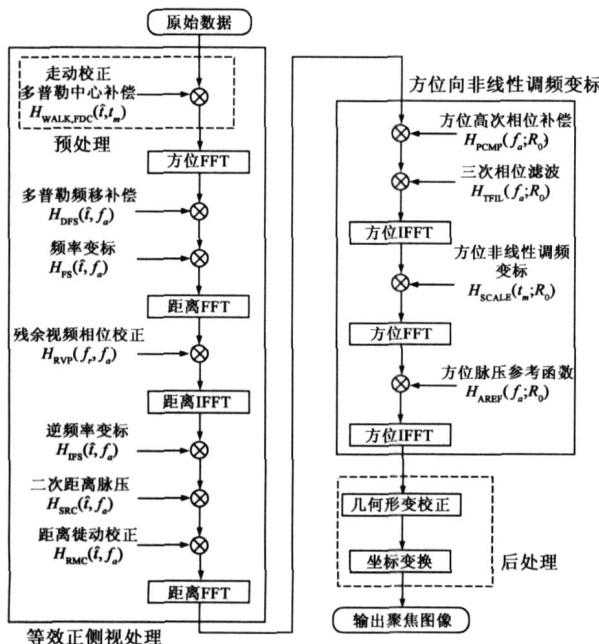


图2 斜视FMCW SAR的等效正侧视处理流程图
表1 仿真参数

载频	35 GHz	载机速度	60m/s
信号带宽	500MHz	扫频周期	1ms
采样频率	4MHz	斜视角	50°
方位向波束宽度	2°	场景宽度	500m
场景中心距离	600m	调制方式	锯齿波

5 仿真数据处理与分析

为了验证本文所提方法的有效性,我们进行了多点目标仿真处理,其中部分仿真参数如表 1 所示.根据表 1 中的参数,可计算得合成孔径长度和方位聚焦深度分别为:

$$L = \frac{R_0 \theta_a}{\cos \theta_0} = 32.5830\text{m}, \quad X = \frac{R_0^2}{2(L \cos \theta_0)^2 |\sin \theta_0|} = 4.5915\text{m} \quad (32)$$

其中 θ_a 为方位波束宽度.可以看出,合成孔径长度是方位聚焦深度的好几倍,如果采用方位分段的处理方法,则每次处理长度为 $L = 2 \cdot X + L = 41.7660\text{m}$,而得到的有效长度仅为 $L_{val} = 9.1830\text{m}$,增大方位处理长度并不能改变成像得到的有效长度,而且要求相邻两次处理之间共用 L 长度的数据,不难发现,这种处理方式的效率是很低的.随着斜视角的进一步增大,方位聚焦深度相对合成孔径长度进一步减小,这种处理方式的效率也会急剧下降.

多点目标分布如图 3 所示,其中 A 点为场景中心点, B 点与 A 点处于同一距离单元,但横向偏移 32m, C 点相对于 A 点纵向偏移 300m(圆锥坐标系中),由前面分析可知, B 点已经远远超过了方位聚焦深度,如果对 B 点直接进行处理,则会致使方位严重散焦.相反,采用本文的处理方法,则对方位依然能够良好聚焦,其处理结果如图 4 所示,这里为了便于观察,采用了 16 倍插值.可以发现,直接进行处理不仅会造成方位的严重散焦,同时还会使目标的横向位置发生偏移.

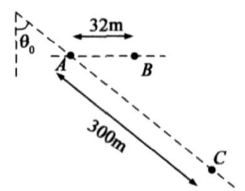


图3 点目标分布图

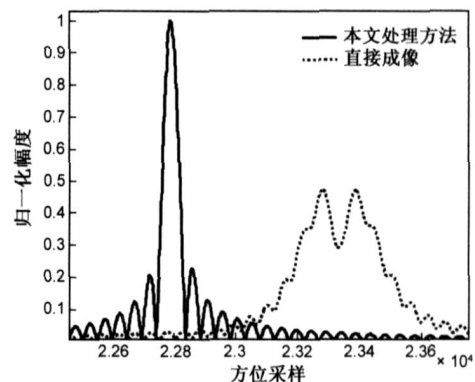


图4 B点方位脉压剖面图

图 5 画出了 A 点成像的等高线图,其中图 5(a) 为多普勒频移不补偿时的结果,图 5(b) 为多普勒频移补偿的结果,可以看出,在多普勒频移不补偿时,零点明显抬高,主瓣展宽,和旁瓣模糊在一起,并且旁瓣形状不规则,随着多普勒带宽的增大,主瓣、旁瓣形状将更

为恶化. 相比之下, 经过多普勒频移补偿后, 主瓣明显变窄, 并且旁瓣更为规则, 由此可见, 多普勒频移补偿是很有必要的.

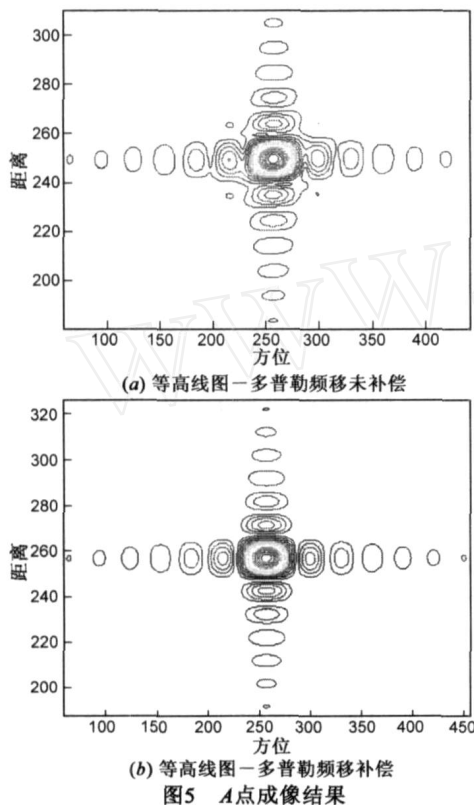


图5 A点成像结果

表2给出了A点、B点和C点成像结果的性能分析指标, 无论是峰值旁瓣比还是积分旁瓣比, 都与理论值基本吻合.

表2 质量评估结果(未加窗)

目标点	距离向		方位向	
	峰值旁瓣比 /dB	积分旁瓣比 /dB	峰值旁瓣比 /dB	积分旁瓣比 /dB
A点	-13.2618	-9.7883	-13.2073	-9.7179
B点	-13.2687	-9.7906	-12.85	-9.7324
C点	-13.2643	-9.7971	-13.1886	-9.7097

6 结束语

调频连续波 SAR 系统具有高可靠、高紧凑、低成本的特点, 便于 SAR 系统的小型化实现. 本文研究了斜视 FMCW SAR 的一种等效正侧视处理方法: 首先校正斜视 FMCW SAR 数据的多普勒中心以及距离走动, 将数据等效为正侧视的情况, 对于调频连续波 SAR 所特有的多普勒频移, 采用方位多普勒域补偿的方法, 然后采用正侧视的频率变标算法进行处理, 只不过相应的参数需要修正. 由于时域校正距离走动会引起方位聚焦深度限制的问题, 本文采用方位非线性调频变标的方法, 消

除目标横向位置与方位多普勒频率二次项的耦合项, 仅保留目标横向位置和方位多普勒频率一次项的耦合项(反映目标的位置), 以及两者各自的相位项, 从而克服方位聚焦深度的限制, 达到对超过方位聚焦深度的点也能良好聚焦的效果. 点目标仿真数据的处理以及性能指标分析验证了本文分析的正确性以及方法的有效性.

参考文献:

- [1] A Meta, P Hooeboom. Development of signal processing algorithms for high resolution airborne millimeter wave FMCW SAR[A]. 2005 IEEE International Radar Conference[C]. Arlington, USA: IEEE, 2005. 326 - 331.
- [2] J J M de Wit, A Meta, P Hooeboom. Modified range-Doppler processing for FM-CW synthetic aperture radar[J]. IEEE Geosci Remote Sensing Letters, 2006, 3(1): 83 - 87.
- [3] Jiang Z H, Huangfu K, Wan J W. A chirp transform algorithm for processing squint mode FMCW SAR data[J]. IEEE Geosci. Remote Sensing Letters, 2007, 4(3): 377 - 381.
- [4] Jiang Z H, Cheng Z, Wan J W, Huangfu K. Improved nonlinear frequency scaling algorithm for squint FMCW SAR[J]. Electronics Letters, 2007, 18(43): 996 - 998.
- [5] J Mittermayer, A Moreira, O Loffeld. Spotlight SAR data processing using the frequency scaling algorithm[J]. IEEE Trans on GRS, 1999, 37(5): 2198 - 2214.
- [6] X B Sun, T S Yeo, et al. Time-vary step-transfor algorithm for high squint SAR imaging[J]. IEEE Trans on GRS, 1999, 37(6): 2668 - 2677.
- [7] Davidson G W, Cumming I G, Ito M R. A chirp scaling approach for processing squint mode SAR data[J]. IEEE Trans on GRS, 1999, 32(1): 121 - 133.

作者简介:

梁毅 男, 1981年12月生于陕西省咸阳市, 现为西安电子科技大学雷达信号处理重点实验室在读博士生, 主要从事雷达信号处理, SAR实时成像等方面的研究工作. E-mail: liangyi227@163.com

郭亮 男, 1983年4月生于河南省开封市, 现为西安电子科技大学雷达信号处理重点实验室在读博士生, 主要研究方向为合成孔径激光雷达成像.

邢孟道 男, 1975年11月生于浙江, 现为西安电子科技大学教授、博士生导师, 主要研究方向为雷达成像、动目标检测. E-mail: xmd@mail.xidian.edu.cn

保铮 男, 1927年12月生于江苏省南通市, 现为西安电子科技大学教授、博士生导师、中国科学院院士、中国电子学会会士, 主要研究方向为雷达信号处理.