

单相位中心多波束合成孔径雷达的方位模糊分析

李世强*** 杨汝良*

*(中国科学院电子学研究所 北京 100080)

***(中国科学院研究生院 北京 100039)

摘要: 星载合成孔径雷达设计中的一个基本限制是测绘带宽和方位分辨率之间的矛盾, 采用单相位中心多波束技术可在一定程度上缓解这一矛盾, 从而成为实现高分辨率宽测绘带星载合成孔径雷达系统的一种技术途径。该文在简要介绍单相位中心多波束技术原理的基础上, 分析了单相位中心多波束合成孔径雷达方位模糊的来源, 提出了单相位中心多波束合成孔径雷达的方位模糊计算公式, 并给出了单相位中心多波束合成孔径雷达方位模糊的仿真计算实例。该文分析结果对单相位中心多波束合成孔径雷达的系统设计具有一定的参考价值。

关键词: 星载合成孔径雷达, 高分辨率宽测绘带, 单相位中心多波束, 方位模糊

中图分类号: TN958, TN957.51

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2005)10-1569-04

Study on Azimuth Ambiguity Analysis of Single Phase Center Multiple Beams Synthetic Aperture Radar

Li Shi-qiang*** Yang Ru-liang*

*(Institute of Electronics, The Chinese Academy of Sciences, Beijing 100080, China)

*** (Graduate School, The Chinese Academy of Sciences, Beijing 100039, China)

Abstract A fundamental constraint in Synthetic Aperture Radar(SAR) designing is the contradiction between swath width and azimuth resolution. Single phase center multiple beams technique can alleviate the contradiction in some extent and is one of solutions to implement high resolution wide swath spaceborne synthetic aperture radar systems. In this paper, based on the introduction to the principle of single phase center multiple beams technique, the origin of azimuth ambiguities of single phase center multi-beam synthetic aperture radar is analyzed and the formula to compute azimuth ambiguities is presented. Then a simulation example of computing azimuth ambiguities of single phase center multi-beam synthetic aperture radar is given. The results of the paper can be reference for designing single phase center multi-beam synthetic aperture radar systems.

Key words Spaceborne Synthetic Aperture Radar(SAR), High resolution wide swath, Single Phase Center Multiple Beams(SPCMB), Azimuth ambiguity

1 引言

合成孔径雷达(SAR)能够全天候全天时实现对地球表面的观测, 获得地面目标的高分辨率图像, 在国民经济和国防领域有着广泛的应用前景。星载合成孔径雷达设计中的一个基本限制是测绘带宽和方位分辨率之间的矛盾, 这一矛盾来源于它们对系统脉冲重复频率(PRF)的不同要求。增加测绘带宽需要降低脉冲重复频率; 而要提高方位分辨率, 由于回波多普勒带宽的增加, 需要提高作为回波方位采样频率的脉冲重复频率, 因此在常规单波束星载合成孔径雷达的系统设计中, 需要在测绘带宽与方位分辨率之间折中。

单相位中心多波束技术可同时实现测绘带的展宽和方位分辨率的提高, 是实现高分辨率宽测绘带合成孔径雷达系统的技术途径之一。采用单相位中心多波束技术时在雷达天线方位向形成多个接收波束, 分别覆盖相邻的地域, 各波束回波信号的多普勒频谱也彼此相邻, 利用多个接收波束回波信号经频域处理可合成具有较宽多普勒带宽的方位回波信号, 经方位压缩获得提高了的方位分辨率^[1,2]。

模糊分析是星载合成孔径雷达系统设计中的重要内容, 采用单相位中心多波束技术时, 距离模糊特性与常规单波束合成孔径雷达一样, 而方位模糊特性要复杂得多。本文在简要介绍单相位中心多波束技术原理的基础上, 讨论了实现这

一技术的不同方式,分析了各种方式下单相位中心多波束合成孔径雷达方位模糊的来源,提出了各种方式下方位模糊的计算公式,并给出了一个单相位中心多波束合成孔径雷达方位模糊的仿真计算实例。本文的分析结果对单相位中心多波束合成孔径雷达的系统设计具有一定的参考价值。

2 单相位中心多波束合成孔径雷达的不同工作方式

单相位中心多波束技术的基本思想是利用多组方位多普勒带宽较窄的回波信号,经信号处理后合成具有较宽多普勒带宽的回波信号,由于最终获得的多普勒带宽较宽,经方位压缩后可得到较高的方位分辨率;由于各组回波信号的多普勒带宽较窄,系统工作脉冲重复频率只要满足这些较窄多普勒带宽的 Nyquist 采样率即可,即允许系统采用较低的脉冲重复频率,从而使测绘带宽得以展宽。

实现单相位中心多波束技术主要有两种方式,第1种是雷达在发射时采用展宽的波束覆盖较长的合成孔径长度,接收时在方位向形成多个较窄的具有共同相位中心并且彼此邻接的波束,共同覆盖发射波束的照射范围,我们称之为“宽发窄收”方式;第2种是雷达在天线方位向产生多个收/发波束,彼此邻接并具有共同相位中心,多个波束同时发射同时接收,我们称之为“窄发窄收”方式。

“宽发窄收”方式发射和接收波束^[1]示意图如图1所示,图中左侧为发射时的波束形状,右侧为接收时的波束形状,图2示出了这种工作方式下的收发波束方向图,其中实线部分为发射波束方向图,虚线部分为左中右3个接收波束方向图。发射波束为展宽 N_B 倍的波束(N_B 为波束数),其单程功率方向图可近似表示为

$$G_i(\theta) = \text{sinc}^2 \left(\frac{\pi L}{N_B \lambda} \sin \theta \right) \quad (1)$$

其中 θ 为方位向离轴角, L 为天线方位向长度。

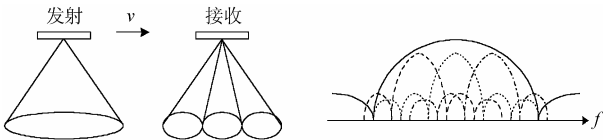


图1 宽发窄收波束示意图

图2 宽发窄收的波束方向图

各接收波束假设为均匀加权,则单程功率方向图表示为

$$G_{ri}(\theta) = \text{sinc}^2 \left(\frac{\pi L \cos(i\theta_s)}{\lambda} \sin(\theta - i\theta_s) \right), \quad i = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (2)$$

其中 θ_s 为相邻波束间的斜视角变化量, i 为波束序号, $i < 0$ 时表示左侧波束, $i = 0$ 时表示中间波束, $i > 0$ 时表示右侧波束。各接收波束彼此邻接意味着相邻波束的3dB点相同,对于三

波束情况,由于 θ_s 一般较小,有 $L \cos \theta_s \approx L$,从而

$$\theta_s = \theta_H = k_a(\lambda/L) \quad (3)$$

其中 θ_H 为接收波束的3dB宽度, k_a 为与天线加权有关的常数,对于均匀加权 $k_a = 0.886$ 。这样三波束情况下左中右各接收波束的单程功率方向图可近似为

$$\text{左波束} \quad G_{rL}(\theta) \approx \text{sinc}^2 \left(\frac{\pi L}{\lambda} \sin(\theta + \theta_H) \right) \quad (4a)$$

$$\text{中间波束} \quad G_{rM}(\theta) = \text{sinc}^2 \left(\frac{\pi L}{\lambda} \sin \theta \right) \quad (4b)$$

$$\text{右波束} \quad G_{rR}(\theta) \approx \text{sinc}^2 \left(\frac{\pi L}{\lambda} \sin(\theta - \theta_H) \right) \quad (4c)$$

“窄发窄收”方式的发射和接收波束相同,如图3所示,3个波束同时发射同样的信号,同时接收回波。图4示出了这种工作方式下的各波束方向图的形状,图中实线部分为中间波束方向图,虚线部分为左侧波束方向图,点划线部分为右侧波束方向图。各波束单程功率方向图可表示为

$$G_i(\theta) = \text{sinc}^2 \left(\frac{\pi L \cos(i\theta_s)}{\lambda} \sin(\theta - i\theta_s) \right) \quad (5)$$

其中 θ_s 为相邻波束间的斜视角变化量, i 为波束序号, $i < 0$ 时表示左侧波束, $i = 0$ 时表示中间波束, $i > 0$ 时表示右侧波束。参照式(3),三波束情况下左中右各波束的单程功率方向图可近似为

$$\text{左波束} \quad G_L(\theta) \approx \text{sinc}^2 \left(\frac{\pi L}{\lambda} \sin(\theta + \theta_H) \right) \quad (6a)$$

$$\text{中间波束} \quad G_M(\theta) = \text{sinc}^2 \left(\frac{\pi L}{\lambda} \sin \theta \right) \quad (6b)$$

$$\text{右波束} \quad G_R(\theta) \approx \text{sinc}^2 \left(\frac{\pi L}{\lambda} \sin(\theta - \theta_H) \right) \quad (6c)$$

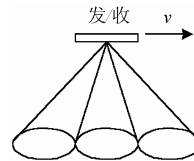


图3 窄发窄收的波束示意图

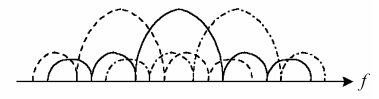


图4 窄发窄收的天线收发方向图

3 单相位中心多波束合成孔径雷达方位模糊分析

模糊分析是星载合成孔径雷达系统设计中的重要步骤,方位模糊的出现主要是由脉冲重复频率PRF对方位多普勒频谱的有限采样造成的。方位回波信号被PRF采样后,其频谱以PRF为周期进行周期延拓,使得信号处理带宽以外的频谱成分被折叠进信号处理带宽内,形成方位模糊干扰。衡量方位模糊严重程度的指标是方位模糊信号比(AASR),即折叠进

信号处理带宽内的方位模糊信号与有用信号功率之比^[3,4]。

下面分别分析不同工作方式下单相位中心多波束合成孔径雷达的方位模糊特性。

3.1 “宽发窄收”方式的方位模糊特性

为了计算各波束方位模糊信号比, 应首先确定方位向信号处理带宽, 即方位信号多普勒带宽, 其次应确定各波束多普勒中心频率。雷达目标在方位向的位置与多普勒频率之间存在一一对应关系, 方位信号的多普勒频谱形状与天线功率方向图完全一致, 因而方位多普勒带宽与天线方向图的 3dB 带宽相对应。天线方向图的 3dB 宽度一般是针对单程功率方向图定义的, 在“宽发窄收”方式下, 考虑到收发双程方向图的不同, 等效单程功率方向图为收发双程电压方向图之积, 即第 i 个接收波束的等效单程功率方向图为

$$G_i(\theta) = \text{sinc}^2\left(\frac{\pi L}{N_B \lambda} \sin \theta\right) \cdot \text{sinc}\left(\frac{\pi L \cos(i\theta_s)}{\lambda} \sin(\theta - i\theta_s)\right) \quad (7)$$

经推导, 3dB 宽度为

$$\theta_H = k_a(\lambda/L) = 1.159(\lambda/L) \quad (8)$$

比收发共用同一波束且均匀加权时的波束宽度 $0.886(\lambda/L)$

宽了约 30%, 相应的方位信号处理带宽为

$$B_p = k_a(2v_s/L) = 1.159(2v_s/L) \quad (9)$$

一般各波束的斜视角都不大, 因此各波束的多普勒中心频率可近似表示为

$$f_{\text{dci}} = f_{\text{DC}} + i \cdot B_p, \quad i = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (10)$$

其中 $f_{\text{DC}} = -(2v_s/\lambda)\cos\varphi$ 为中间波束的多普勒中心频率, φ 为考虑地球自转时中间波束的等效斜视角^[5]。

假定在回波区内各种视角的方位方向图形状一样, 并且目标反射特性均匀, 忽略距离模糊与方位模糊之间的耦合, 方位模糊信号比可用天线双程功率方向图的积分来计算^[3]。对于“宽发窄收”方式来说, 第 i 个接收波束的方位模糊信号比计算公式如下:

$$\text{AASR}_i = \frac{\sum_{m=-\infty}^{+\infty} \int_{f_{\text{DC}}+(i-0.5)B_p}^{f_{\text{DC}}+(i+0.5)B_p} G_i^2(f+m \cdot \text{PRF}) df}{\int_{f_{\text{DC}}+(i-0.5)B_p}^{f_{\text{DC}}+(i+0.5)B_p} G_i^2(f) df} \quad (11)$$

3.2 “窄发窄收”方式的方位模糊特性

“窄发窄收”方式下若各波束均为均匀加权, 则各波束的 3dB 宽度为

$$\theta_H = k_a(\lambda/L) = 0.886(\lambda/L) \quad (12)$$

相应的方位多普勒带宽为

$$B_p = k_a(2v_s/L) = 0.886(2v_s/L) \quad (13)$$

“窄发窄收”方式下回波中有用信号及方位模糊干扰的来源比较复杂, 既有本波束引入的成分, 又有其它波束引入的成分。就有用信号来说, 主要来源可分为两部分: 第 1 部分是

地面反射后又被本波束接收的回波成分; 第 2 部分是其它波束的主瓣滚降部分或副瓣部分发射到本波束主瓣覆盖区, 并被本波束主瓣接收的回波成分, 由于这部分回波与本波束发射并接收的回波相比, 除发射增益不同外, 发射信号及传播路径均相同, 从而到达接收天线处相移也相同, 因而应作为有用信号成分。

“窄发窄收”方式下方位模糊也可分为两类: 第 1 类与常规单波束合成孔径雷达方位模糊一样, 为由本波束引入的, 即本波束 3dB 宽度之外部分覆盖的地域回波信号因 PRF 采样而折叠进本波束信号处理带宽内的成分; 第 2 类为其它波束引入的模糊成分, 即由其它波束发射, 被本波束主瓣之外部分覆盖区反射, 由本波束接收并经 PRF 采样后折叠进本波束信号处理带宽内的回波成分。

根据以上分析, 结合“窄发窄收”的方向图形状, 该方式下第 i 个接收波束方位模糊信号比计算公式如下:

$$\text{ASR}_i = \left\{ \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \int_{f_{\text{DC}}+(i-0.5)B_p}^{f_{\text{DC}}+(i+0.5)B_p} G_i^2(f+m \cdot \text{PRF}) df + \sum_{j \neq i} \int_{f_{\text{DC}}+(i-0.5)B_p}^{f_{\text{DC}}+(i+0.5)B_p} G_i(f+m \cdot \text{PRF}) G_j(f+m \cdot \text{PRF}) df \right\} \cdot \left\{ \int_{f_{\text{DC}}+(i-0.5)B_p}^{f_{\text{DC}}+(i+0.5)B_p} G_i^2(f) df + \sum_{j \neq i} \int_{f_{\text{DC}}+(i-0.5)B_p}^{f_{\text{DC}}+(i+0.5)B_p} G_i(f) G_j(f) df \right\}^{-1} \quad (14)$$

4 仿真计算

根据前面给出的方位模糊信号比计算公式, 对单相位中心多波束合成孔径雷达系统的方位模糊特性进行了仿真计算, 仿真中的系统主要参数为: 卫星高度为 490km, 轨道倾角为 98.55°, 雷达工作于 S 波段, 波长为 0.09375m, 方位分辨率为 2m, 系统具有 3 个波束。

当采用“宽发窄收”方式工作时, 各种 PRF 下中间波束及两侧波束的方位模糊特性如图 5(a), 5(b)所示(左右两侧波束对称, 模糊特性相同), 当采用“窄发窄收”方式工作时, 各种 PRF 下中间波束及两侧波束的方位模糊特性如图 6(a), 6(b)所示, 具有相同方位分辨率的常规单波束合成孔径雷达的方位模糊特性也同时给出如图 7 所示。

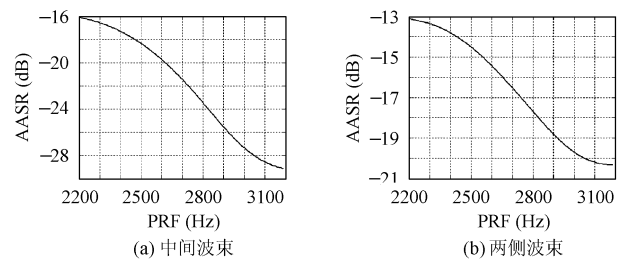


图 5 “宽发窄收”方式下方位模糊特性

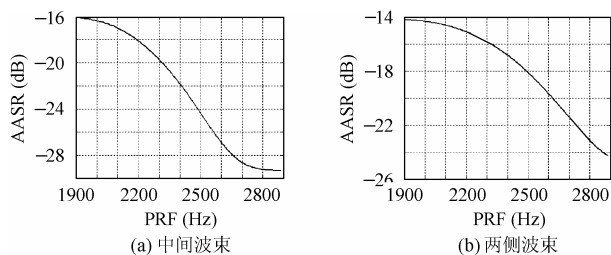


图6 “窄发窄收”方式下方位模糊特性

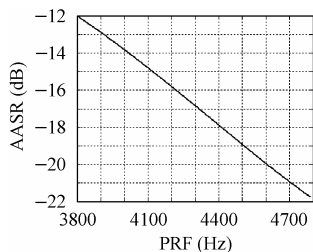


图7 常规单波束 SAR 方位模糊特性

从以上仿真结果可以看出: (1) 用单相位中心多波束技术时, 在相同方位分辨率情况下达到同样模糊水平时需要的 PRF 比常规单波束情况下要低, 这正是单相位中心多波束技术带来的结果, 便于测绘带宽的展宽。(2) 在方位模糊信号比为 -18dB 时, 常规单波束合成孔径雷达的 PRF 值为 4016Hz , “宽发窄收”方式时的 PRF 值为 2826Hz , 而“窄发窄收”方式时的 PRF 值为 2492Hz , 可以看出两种方式实现的单相位中心多波束模式下, PRF 降低的倍数都没达到波束数。这是因为在“宽发窄收”方式下, 由于发射方向图较宽, 使得每个波束的等效单程功率方向图副瓣升高, 造成方位模糊严重; 在“窄发窄收”方式下, 由于相邻波束对方位模糊的贡献, 使得方位模糊程度恶化。(3) 在同样 PRF 值时, “宽发窄收”方式的方位模糊更严重, 在系统设计时可优先选用“窄发窄收”方式实现单相位中心多波束。(4) 两种方式下的两侧波束的方位模糊都比中间波束要严重。这是由于中间波束和两侧波束相对位置不同, 构成信号与模糊的成分各自不同造成的。

5 结束语

采用单相位中心多波束技术时, 方位模糊特性比常规单波束合成孔径雷达的情况要复杂得多。本文介绍了实现单相位中心多波束技术的不同方式, 分析了各种方式下单相位中心多波束合成孔径雷达方位模糊的来源, 提出了不同方式下方位模糊的计算公式, 并以一个单相位中心多波束合成孔径雷达方位模糊的仿真计算例子说明了不同工作方式不同波束之间方位模糊特性的区别。本文的分析结果对单相位中心多波束合成孔径雷达的系统设计具有一定的参考价值。

根据本文的分析结果, 采用单相位中心多波束技术时, PRF 降低的倍数没有达到波束数, 为了提高单相位中心多波束技术的可用性, 应采取进一步降低方位模糊水平的措施, 例如不同波束间采用不同的相位编码等。

参考文献

- [1] Currie A, Brown M A. Wide-swath SAR. *IEE Proceedings-F*. 1992, 139(2): 122 – 135.
- [2] [日]藤坂贵著, 王淑兰译. 方位向高分辨力宽测绘带的多波束合成孔径雷达. 空载雷达, 2000, (4): 36 – 44.
- [3] Curlander J C, McDonough R N. Synthetic aperture radar systems and signal processing. New York: John Wiley & Sons, Inc. 1991: 296 – 308.
- [4] Li F K, Johnson W T K. Ambiguities in spaceborne synthetic aperture radar systems. *IEEE Trans. Aerosp. and Electrom. Systems*, 1983, 19(3): 389 – 397.
- [5] 魏钟铨. 合成孔径雷达卫星. 北京: 科学出版社, 2001: 141 – 144.

李世强: 男, 1967 年生, 博士生, 研究方向为高分辨率宽测绘带合成孔径雷达。

杨汝良: 男, 1943 年生, 研究员, 博士生导师, 主要研究方向为星载、机载合成孔径雷达系统。