

Ka 数字波束合成-合成孔径雷达顺轨干涉性能分析

吴思利,王 辉,郑世超,曾朝阳,陈 翔,孙家正,冯利鹏
(上海卫星工程研究所,上海 201109)

摘 要: 顺轨干涉-合成孔径雷达(ATI-SAR)能够利用多普勒信息对宽幅场景径向速度进行测量,然而目前既有的顺轨干涉性能分析主要是针对两组单通道数据实现误差分解,并没有考虑距离向数字波束合成-合成孔径雷达(DBF-SAR)。为实现面向高分宽幅应用的顺轨干涉测速应用,分析在毫米波频段收发天线轻量化、集成化优势下的毫米波距离向多通道合成SAR顺轨干涉系统,评估通道间相位误差、波达角估计误差等因素对干涉相位相干性的影响。结果表明:在一定的弱散射场景下,在Ka频段实现的DBF技术能够利用较少的通道数有效改善测速性能,为后续的多通道顺轨干涉数据分析提供定量化参考。

关键词: 合成孔径雷达; 测速; 多通道合成; 干涉; 顺轨干涉

中图分类号: TN 957.51; TP 945.12 **文献标志码:** A **DOI:** 10.19328/j.cnki.1006-1630.2021.01.009

Performance Analysis on Along-Track Interferometry of Ka Digital Beam Forming Synthetic Aperture Radar

WU Sili, WANG Hui, ZHENG Shichao, ZENG Zhaoyang, CHEN Xiang,
SUN Jiazheng, FENG Lipeng
(Shanghai Institute of Satellite Engineering, Shanghai 201109, China)

Abstract: Along-track interferometric synthetic aperture radar (ATI-SAR) can use Doppler information to measure the radial velocity of a wide scene. However, the current performance analysis of ATI-SAR mainly implements error decomposition for two sets of single-channel data, and does not consider digital beam forming synthetic aperture radar (DBF-SAR) in range. In order to realize the along-track interferometric speed measurement application for high-resolution and wide-swath applications, the millimeter wave multi-channel integrated SAR along-track interferometric speed measurement system with the advantages of lightweight and transceiver antennas in the millimeter wave frequency band is analyzed, and the phase error, direction of arrival estimation error and other factors on the interferometric coherence coefficient are evaluated. The results show that the DBF technology implemented in the Ka band for low-backscattering scenes can effectively improve the speed measurement performance by adopting a small number of channels, and provide a quantitative reference for subsequent multi-channel ATI data analysis.

Key words: synthetic aperture radar; velocity measurement; digital beam forming; interferometry; along track interferometry

0 引言

应用多普勒信息的合成孔径雷达(Synthetic Aperture Radar, SAR)不能直接提供目标速度信

息。经过合成孔径成像过程,不具有径向速度的静态目标会在方位向上聚焦到零多普勒位置^[1],如果直接利用多普勒分析方法得到速度信息则会极大

收稿日期:2020-11-15; 修回日期:2020-12-20

作者简介:吴思利(1996—),男,硕士,主要研究方向为SAR信号处理。

通信作者:王 辉(1976—),女,博士,研究员,主要研究方向为毫米波SAR系统设计。

损失频谱进而降低场景分辨率。作为合成孔径原理的重要应用,顺轨干涉 SAR 技术能够利用具有时间差的完整分辨率二维相干数据得到场景图像的多普勒偏移,并进一步提取对应的径向速度,已广泛应用到包括洋流测速、地面动目标检测在内的丰富情景中。顺轨干涉(Along-Track Interferometry, ATI)技术由 GOLDSTEIN 和 ZEBKER 于 1987 年提出,并首次于 1989 年完成机载实验^[2],此后众多机载系统^[3]、航天飞机^[4]和卫星进行了 ATI 实验或业务运行,获得了优于 0.2 m/s 的测速效果。对 ATI 的理论分析, ROMEISER 分析并建立了 ATI-SAR 结合海洋表面流场的成像机理^[5];有学者^[6-9]提出了针对调频连续波 ATI 系统的残留相位差估计方法以及斜视情况下的精度分析方法等。

根据波束宽度与天线尺寸的对对应关系,单通道 SAR 的顺轨干涉无法满足高增益和宽幅同时实现,这一点对于弱散射特性目标和大工作视角格外重要。SUESS 等^[10]提出面向高分宽幅(High Resolution Wide Swath, HRWS)的距离向多通道数字波束合成-扫描接收技术(Digital Beam Forming Scan-on-Receive, DBF-SCORE)可以有效解决这一问题。发射天线的距离向孔径决定了单脉冲下的场景大小,减小天线高度获得大的照射面积,再利用多个接收孔径信号波束合成,获得理想的观测幅宽与信噪比。本文分析了 DBF-SAR 在顺轨干涉模式下的工作性能与误差影响,通过指标仿真实验验证了系统对宽幅场景的测速效果,弥补了单通道系统对海洋、河流等弱后向散射场景测速精度不高的缺点。

1 设计思路

Ka 波段 SAR 系统,其应用波长较短,与传统 SAR 系统相比实现相同的幅宽时只需要较小的天线尺寸,具有高分辨率、小型化、轻型化等特点^[11-13]。但是由于 Ka 波段系统损耗较高,如果采用传统的单发单收工作方式,为满足系统增益要求就需要非常大的峰值发射功率,这在工程实现上非常困难。要想在 Ka 波段获取高性能的实时处理,需要从多通道技术上寻找新的突破。

数字波束形成-扫描接收技术在发射端用一个小尺寸天线照射整个幅宽,如图 1 所示,接收端采用多通道接收天线等效获得一个高增益窄波束依快时间沿距离向扫描,可以有效提高系统增益,获

得更低的距离模糊、更高的信噪比和更好的辐射分辨率,同时大幅度减小了数据下传量。相比于单发单收系统,基于数字波束合成(Digital Beam Forming, DBF)的 Ka 波段 SAR 系统对天线功率密度和硬件的要求降低,有利于降低成本,缩短研发周期,实现小型化。

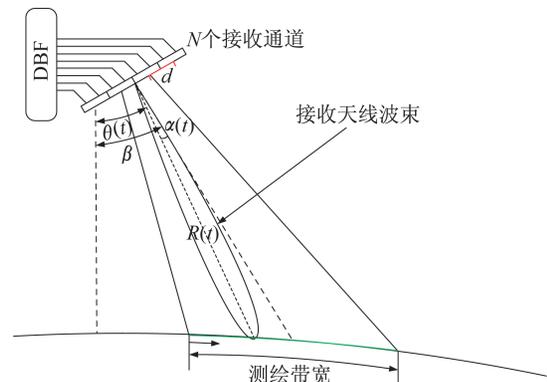


图 1 距离向多通道合成结构

Fig.1 Structure of multi-channel DBF in range

忽略慢时间,只考虑快时间 t 、孔径 n 接收信号 $s_n(t)$ 、加权系数 $\omega_n(t)$ 、接收波束中心方向 $\theta(t)$ 、天线法线方向 β 、单通道距离向孔径长度 d ,总的信号为各通道信号之和:

$$s(t) = \sum_{n=1}^N \omega_n(t) \cdot s_n(t) \quad (1)$$

在 t 时刻(如图 2 所示),波束指向 $\alpha(t) = \theta(t) - \beta$ 。快时间对应的接收波束方向为理论波束角方向:

$$\theta(t) = a \cos \left(\frac{4(H + R_e)^2 - 4R_e^2 + (ct)^2}{4(H + R_e)ct} \right) \quad (2)$$

式中: R_e 为地球半径; c 为光速。

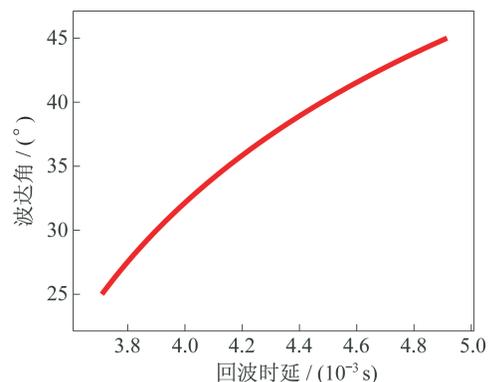


图 2 时变波束角

Fig.2 Time-variant direction of arrival

弥补不同通道传播历程相位差的加权系数 $\omega_n(t)$ 为

$$\omega_n(t) = \exp \{ -j2\pi d_n \sin(\alpha(t)) / \lambda \} \quad (3)$$

式中: λ 为波长; d_n 为第 n 个接收通道相对天线中心的距离,

$$d_n = \left(n - \frac{N+1}{2} \right) \cdot d, \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (4)$$

加权求和就相当于形成一个时变的高增益窄波束在一个脉冲重复周期内扫描整个测绘带, 跟踪接收地面回波。通过 DBF 过程, 理想均衡通道回波信号经过相干累加, 而随机噪声期望不变, 理论信噪比改善可以达到 $10 \log_{10} N$ 。

在单通道原始回波信噪比为 20 dB 下, 多通道合成前后接收天线方向图等效示意图如图 3 所示, 多通道合成与否脉冲压缩信号信噪比改善情况示意图如图 4 所示, 信噪比改善值接近 6 dB, 符合理论计算。

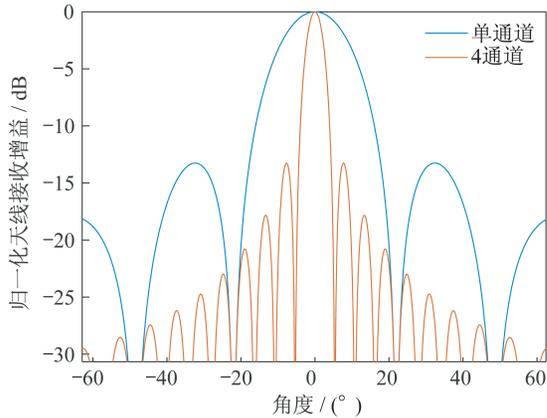


图 3 DBF 接收前后增益

Fig.3 Receive-gain before and after DBF

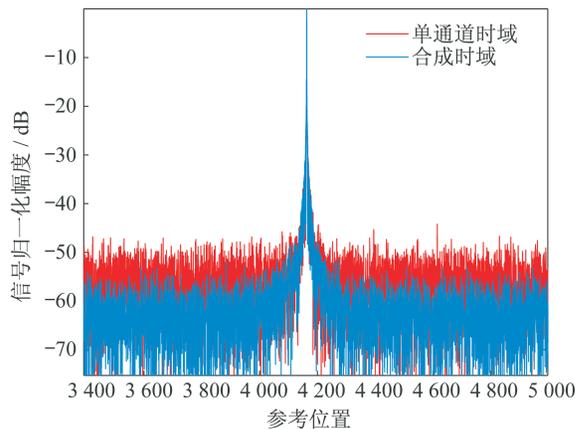


图 4 DBF 前后归一化信噪比改善

Fig.4 Signal noise ratio(SNR) before and after DBF

2 目标特性分析

如图 5 所示, 假设雷达平台具有飞行高度 H 和速度 V_p , 配备顺轨分布接收天线两组并且相位中心 A_1 和 A_2 间距沿航迹长 B , 分别在距离向上具有多个接收通道。设定坐标系 xyz 分别对应顺轨、交轨和高度向。

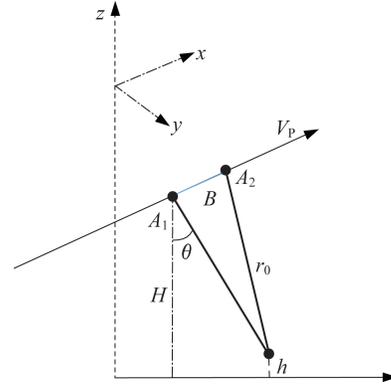


图 5 观测构型

Fig.5 Configuration of observation

目标相对雷达位置位于入射角 θ 、斜距 r_0 处, 并具有三向速度 (v_x, v_y, v_z) , 可以得到目标径向速度 v_r 为

$$v_r = -v_z \cos \theta + v_y \sin \theta \quad (5)$$

在理想情况下, 目标由速度带来的干涉相位 ϕ_v 为

$$\phi_v = \frac{2\pi B}{\lambda} \frac{v_r}{V_p} \quad (6)$$

ATI 模糊速度是带来 2π rad 干涉相位的目标速度:

$$v_{\text{amb}} = \frac{\lambda}{2B} V_p \quad (7)$$

式中: B 为基线长度; V_p 为雷达平台运动速度。

系统理论上能不模糊观测的速度范围为 $-v_{\text{amb}}/2 < v_r < v_{\text{amb}}/2$ 。

对沿航迹干涉性能的主要限制因素进行表述, 并量化分析对于 DBF-SAR 的影响。干涉流程之前需要分别成像, 得到两幅聚焦图像。

1) 沿航迹速度。如果速度分量 v_x 大到不匹配方位向参考方程 ϕ_a , 目标就会在方位向上散焦。使用二阶近似, ϕ_a 为

$$\phi_a = -\frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{x^2}{2r_0} = -\frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{V_p^2 t_a^2}{2r_0} \quad (8)$$

式中: t_a 为方位时间。

忽略径向速度分量, 目标的相位历程为

$$\phi_t = -\frac{2\pi}{\lambda} \frac{(V_p - v_x)^2 t_a^2}{2r_0} \quad (9)$$

则在合成孔径末端的残余相位为

$$\phi_r = -\frac{2\pi}{\lambda r_0} \left[V_p^2 - (V_p - v_x)^2 \right] \left(\frac{T_a}{2} \right)^2 \quad (10)$$

式中: T_a 为合成孔径时间, 等于 $\frac{\lambda r_0}{L_a V_p}$ 。因为飞行载体速度远大于地面目标速度, 如在 800 km 轨道高度卫星平台运动速度可超过 7 000 m/s, 存在 $V_p \gg v_x$ 。要求 ϕ_r 小于 $\pi/2$, 得到对沿航迹速度约束 $|v_x| \leq \frac{L_a^2 V_p}{2\lambda r_0}$ 。

2) 垂直航迹速度。目标的径向速度 v_r 也会引起图像散焦, 并且在相位历程上会附加额外的线性项, 进而改变多普勒中心频率, 引起动目标方位向频谱与杂波的分离。用 Q_{Dop} 表示目标方位向频谱的偏移量:

$$Q_{\text{Dop}} = \left| \frac{2v_r/\lambda}{2V_p/L} \right| = \left| \frac{v_r L}{V_p \lambda} \right| \quad (11)$$

目标带宽只有 $1 - Q_{\text{Dop}}$ 的部分会被处理, 所以方位向分辨率会以系数 $1/(1 - Q_{\text{Dop}})$ 降低, 目标单像素的信噪比会以系数 $(1 - Q_{\text{Dop}})^2$ 降低。

3) 距离徙动。由于径向速度带来的额外距离徙动也会造成动目标在距离向上散焦, 当目标的方位频谱相对于 PRF 混叠, 相邻脉冲间未补偿的距离徙动量 $\Delta\rho_n$ 为

$$\Delta\rho_n = n_{\text{Dop}} \frac{\lambda}{2} \quad (12)$$

式中: n_{Dop} 为目标多普勒, 相对于处理器多普勒偏移量 PRF 的整数倍。在合成孔径时间内的总额外距离徙动为

$$\rho_n = \Delta\rho_n T_{\text{int}} PRF = n_{\text{Dop}} \frac{\lambda^2 r_0 PRF}{2L_a V_p} \quad (13)$$

因此, 快速目标会难以识别。

3 DBF-ATI 性能分析

径向测速精度可以通过微分得到误差子项贡献量, 其平方和即可表征整体干涉测速能力^[14]。定义 xyz 坐标系下 x 轴航向的一发多收 DBF-ATI 系统, A_1 和 A_2 表述顺轨两组多通道接收天线且具有沿航向基线 B , a 为轨道高度 H 与地球半径之和, θ 为对目标点观测下视角。测速精度为

$$\begin{aligned} \sigma_{V_r}^2 = & \left(\frac{\partial V_r}{\partial V_p} \right)^2 \sigma_V^2 + \left(\frac{\partial V_r}{\partial B} \right)^2 \sigma_B^2 + \left(\frac{\partial V_r}{\partial \Phi_{12}} \right)^2 \sigma_{\Phi_{12}}^2 + \\ & \left(\frac{\partial V_r}{\partial B_y} \right)^2 \sigma_{B_y}^2 + \left(\frac{\partial V_r}{\partial B_z} \right)^2 \sigma_{B_z}^2 + \left(\frac{\partial V_r}{\partial h} \right)^2 \sigma_h^2 + \\ & \left(\frac{\partial V_r}{\partial a} \right)^2 \sigma_a^2 + \left(\frac{\partial V_r}{\partial R} \right)^2 \sigma_{r_0}^2 \end{aligned} \quad (14)$$

式中: 误差源 σ_{V_p} 、 σ_B 、 $\sigma_{\Phi_{12}}$ 、 σ_{B_y} 、 σ_{B_z} 、 σ_h 、 σ_a 、 σ_{r_0} 分别为飞行器速度、沿航迹基线长度、干涉相位、基线 y 轴、基线 z 轴、观测场景高度、轨道高度以及观测斜距的测量不确定性, 各误差贡献因子分别为

$$\frac{\partial V_r}{\partial V_p} = \frac{1}{B} \left(\frac{\lambda}{2\pi} \Phi_{12} - B_z \cos \theta - B_y \sin \theta \right) \quad (15)$$

$$\frac{\partial V_r}{\partial S_V} = -\frac{2v_{\text{amb}}}{\lambda B} \left(\frac{\lambda}{2\pi} \Phi_{12} - B_z \cos \theta - B_y \sin \theta \right) \quad (16)$$

$$\frac{\partial V_r}{\partial \Phi_{12}} = \frac{v_{\text{amb}}}{\pi} \quad (17)$$

$$\frac{\partial V_r}{\partial B_y} = \frac{2v_{\text{amb}}}{\lambda} \sin \theta \quad (18)$$

$$\frac{\partial V_r}{\partial B_z} = \frac{2v_{\text{amb}}}{\lambda} \cos \theta \quad (19)$$

$$\frac{\partial V_r}{\partial h} = -\frac{2v_{\text{amb}} r_e}{\lambda a r_0} \left(B_z + \frac{1}{\tan \theta} B_y \right) \quad (20)$$

$$\frac{\partial V_r}{\partial a} = -\frac{2v_{\text{amb}}}{\lambda} \left(\frac{1}{r_0} - \frac{\cos \theta}{a} \right) \left(B_z + \frac{1}{\tan \theta} B_y \right) \quad (21)$$

$$\frac{\partial V_r}{\partial r_0} = -\frac{2v_{\text{amb}}}{\lambda} \left(\frac{1}{a} - \frac{\cos \theta}{R} \right) \left(B_z + \frac{1}{\tan \theta} B_y \right) \quad (22)$$

在多视数为 N_L 时, 干涉相位^[15]可以表示为

$$\hat{\phi} = \arctan \left[\frac{\text{Im} \left\{ \sum_{n=1}^{N_L} s_1^{(n)} s_2^{*(n)} \right\}}{\text{Re} \left\{ \sum_{n=1}^{N_L} s_1^{(n)} s_2^{*(n)} \right\}} \right] \quad (23)$$

式中: s_1 、 s_2 分别为 A_1 和 A_2 多通道合成后单视复信号。

干涉相位标准差是相干系数 γ 的函数, 为

$$\sigma_{\phi_{12}} = \frac{1}{\sqrt{2N_L}} \frac{\sqrt{1-\gamma^2}}{\gamma} \quad (24)$$

总相干系数可以表述为子相干系数乘积:

$$\gamma = \gamma_{\text{tgt}} \cdot \gamma_{\text{dop}} \cdot \gamma_{\text{pro}} \cdot \gamma_{\text{asr}} \quad (25)$$

式中: γ_{tgt} 、 γ_{dop} 、 γ_{pro} 、 γ_{asr} 分别为目标信噪比相干系数、空间相干系数、多普勒相干系数、处理相干系数、模糊相干系数。其中, 目标信噪受到距离向多通道影

响较大,主要有通道固定相位误差、空间去相干、波束指向误差和波达角误差 4 种因素降低信噪比,影响合成信号质量,进而降低顺轨干涉效果。

考虑同场景 SAR 顺轨图像组,对应分辨单元图像值 a_1 和 a_2 分别为

$$a_1 = s_1 + n_1 \quad (26)$$

$$a_2 = s_2 + n_2 \quad (27)$$

式中: s_1 和 s_2 为目标信号; n_1 和 n_2 为应噪声分量。并且,具有相差 ϕ_v ,

$$s_2 = s_1 \exp(-j\phi_v) \quad (28)$$

在理想条件下对两组顺轨接收通道完全一致, n_1 和 n_2 为独立噪声,则对于该分辨单元的相干系数为

$$\gamma_{\text{igt}} = \frac{\langle a_1 a_2^* \rangle}{\sqrt{\langle a_1 a_1^* \rangle \langle a_2 a_2^* \rangle}} \quad (29)$$

去除非相关交叉项后得到

$$\gamma_{\text{igt}} = \frac{\langle s_1 s_2^* \rangle}{\sqrt{(\langle s_1 s_1^* \rangle + \langle n_1 n_1^* \rangle)(\langle s_2 s_2^* \rangle + \langle n_2 n_2^* \rangle)}} \quad (30)$$

化简为

$$\gamma_{\text{igt}} = \frac{S \exp(j\phi_v)}{S + N} = \frac{\exp(j\phi_v)}{1 + 1/R_{\text{SN}}} \approx \frac{1}{1 + 1/R_{\text{SN}}} \quad (31)$$

式中: $N = \langle n_1 n_1^* \rangle = \langle n_2 n_2^* \rangle$; $S = \langle s_1 s_1^* \rangle = \langle s_2 s_2^* \rangle$; $S \exp(j\phi_v) = \langle s_1 s_2^* \rangle$ 。

热噪是非相干噪声的主要元素。在实际应用时,多通道合成存在多种误差形式,以及固有的去相干效应主要存在固定相位误差、波达角估计误差以及通道固有空间分布带来的去相干。雷达截面积能够表征观测目标的可探测性,在 SAR 常用的观测入射角 30° 下,水面一类场景的归一化雷达截面积会比陆地场景弱至少 30 dB。定义雷达回波中观测目标的雷达截面积为 σ_{igt} ,雷达系统的等效后向散射系数为 σ_0 ,则得到取对数的沿视角目标信噪比为

$$G_{\text{igt}} = \sigma_{\text{igt}} - \sigma_0 \quad (32)$$

1) 通道固定相位误差。设第 n 个通道信号回波信号,经过快时间补偿后为不再受回波视角调制:

$$s_n(t) = s_{\text{ref}}(t) \exp(j\phi_n) = \text{rect}\left(\frac{t-t_0}{T_s}\right) \exp\left(j\pi K_r \cdot (t-t_0)^2\right) \exp\left(-j\frac{4\pi r_0}{\lambda}\right) \exp(j\phi_n) \quad (33)$$

式中: $s_{\text{ref}}(t)$ 为参考通道信号; ϕ_n 为各通道相对于参考通道的残余固定相位误差; K_r 、 t_0 为斜距 r_0 双程时

延,则求和就能得到 DBF 合成信号为

$$s_{\text{dbf}}(t) = \sum_{n=1}^N s_n(t) \quad (34)$$

可以发现,DBF 接收系统的各通道信号存在固定相位误差时,不会直接影响单通道脉冲压缩带来的能量累积,但多通道合成后会在每个对应距离单元形成对消。定义固定相位增益损耗为

$$G_p = 10 \log_{10}\left(\frac{S_{\text{dbf}}}{NS_{\text{ref}}}\right) \quad (35)$$

式中: $S_{\text{dbf}} = \langle s_{\text{dbf}} s_{\text{dbf}}^* \rangle$; $S_{\text{ref}} = \langle s_{\text{ref}} s_{\text{ref}}^* \rangle$ 。

2) 波达角估计误差。实际在地面具有高度起伏时,通过理想平地地球几何获取波达角,估计具有不可忽略的误差,定义 SCORE 法指向的方向为 $\theta_s(t)$,真实具有高程 h 的目标回波方向为 θ_0 ,则角估计误差为

$$\Delta\theta = \theta_0 - \theta_s(t_0) \quad (36)$$

式中: t_0 为回波真实双程时延,造成回波并没有按照理想状态被多通道合成最大增益接收,而是因为地形带来了增益损失; G_0 为接收天线等效方向图,定义损失量为

$$G_1 = \frac{G_0(\theta_s + \Delta\theta)}{G_0(\theta_s)} \quad (37)$$

如图 6 所示,3 000 m 的地形高度误差就能引起近端 0.6° 以上的波达角估计误差,并相应地引起 5 dB 的增益损失。

3) 空间去相干。在理想航迹下,通常可以忽略沿航迹干涉系统下空间去相干的影响,但对于多通道系统,由于距离向多通道带来的人射角差异,会造成雷达回波固有的信号差异,降低在空间尺度上的相干性。参考交轨干涉空间去相干系数^[16],定义多通道下空间基线增益损失:

$$G_{\text{spatial}} = 10 \log_{10}\left(1 - \frac{2\cos\theta|\delta\theta|\rho_y}{\lambda}\right) \quad (38)$$

式中: ρ_y 为距离分辨率,则通道间最大视角差异 $\delta\theta$ 约为 $\frac{(N-1)d}{r_0}$ 。

则 DBF-SAR 图像信噪比为

$$R_{\text{SN}} = G_{\text{igt}} + G_p + G_1 + G_{\text{spatial}} \quad (39)$$

4 通道误差影响及仿真分析

系统参数见表 1,分析多通道合成对 ATI 测速性能影响。

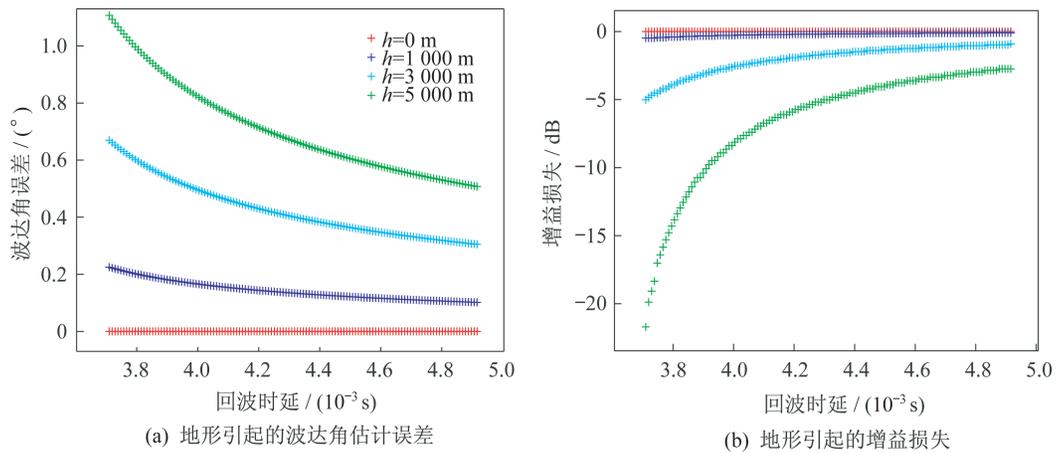


图 6 地形对 DBF 性能的影响
Fig.6 The influence of topography on DBF performance

表 1 仿真输入

Tab.1 Simulation inputs

系统参数	数值
载频/GHz	35.75
轨道高度/km	500
带宽/MHz	100
发射天线距离向尺寸/m	0.25
接收天线距离向尺寸/m	0.25
接收通道数	1,2,4,8,16
收发天线长度/m	5
x 轴基线长度/m	10
y 轴基线长度/m	0
z 轴基线长度/m	0
单通道雷达灵敏度/dB	-30~-28
距离模糊度/dB	-40
方位模糊度/dB	-25
网格/m	10×10

应用多通道合成后,干涉图像对相干系数能够获得有效的提升。通过图 7 的单视仿真结果,可以得到雷达系统单通道数据在目标归一化散射截面小于 -20 dB 时相干系数会低于 0.5,而此时四通道系统对值可以达到 0.67。目标归一化散射截面大于 -10 dB 时,多通道相干系数提升极限小于 0.1。

误差源配置见表 2,仿真得到多通道理想情况下的测速性能如图 8 所示。在当前误差分配下,可以发现干涉相位误差为主要误差量,单通道地距

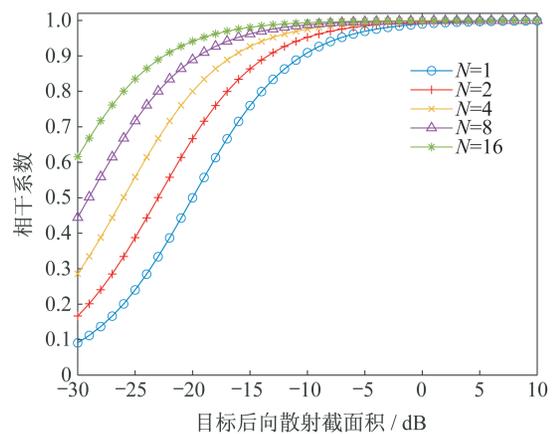


图 7 通道理想合成后相干系数
Fig.7 Correlation coefficient by ideal multi-channels DBF

700 km 处误差源贡献量主要有相位误差贡献量 0.1 m/s、z 轴基线误差贡献量 0.05 m/s、y 轴基线误差贡献量 0.05 m/s。

理想测速性能如图 9 所示。由图 9 可见:在地

表 2 误差源输入

Tab.2 Error source inputs

系统参数	数值
x 轴基线误差/m	0.01
y 轴基线误差/mm	0.1
z 轴基线误差/mm	0.1
平台高度误差/m	5
地表高程误差/m	5
平台速度误差/m	3
斜距误差/m	10

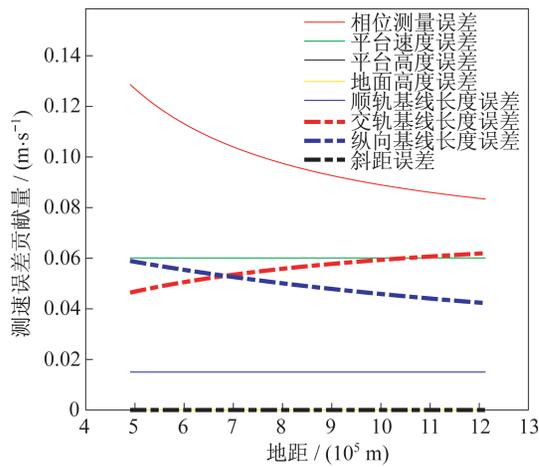


图 8 测速误差贡献量

Fig.8 Error contributions to velocity measurement

面弱散射场景下,幅宽内单通道近端精度大于 0.4 m/s; 16 通道合成后,近端精度 0.16 m/s 有效改善了分米级精度。强散射场景下,多通道测速精度集中在 0.15 m/s 左右。

以不同的地面高程以及通道间最大相位误差 15° 下进行试验,并考虑空间去相干可以得到如图 10 所示的多通道合成后 ATI 测速精度。可以发现在地距较小时,高程误差会严重影响测速精度,并且可能会出现实际系统性能不如单通道的情况。同理,当通道间相位差过大,如 150° 时会发生性能不如单通道的情况。

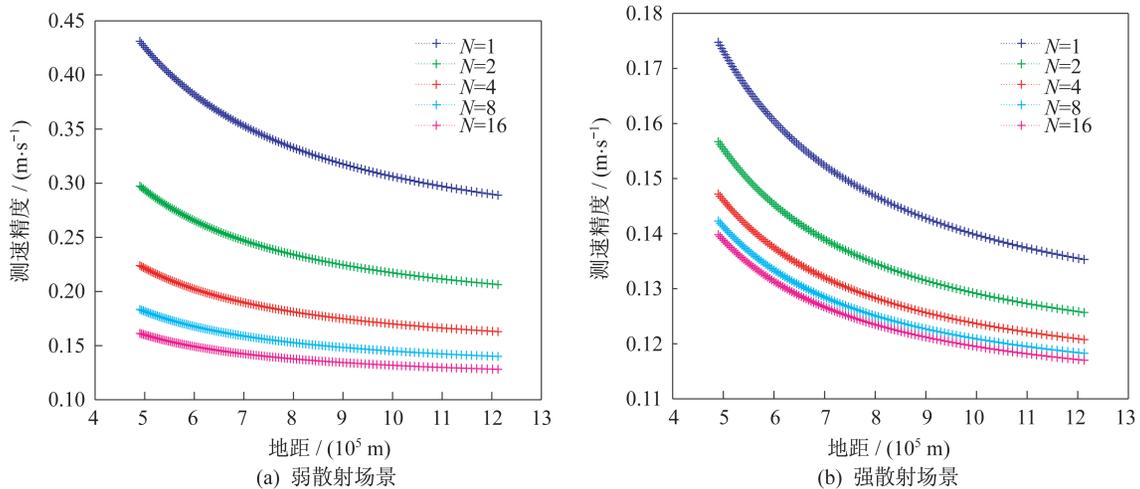


图 9 理想测速性能

Fig.9 Ideal performance of velocity measurement

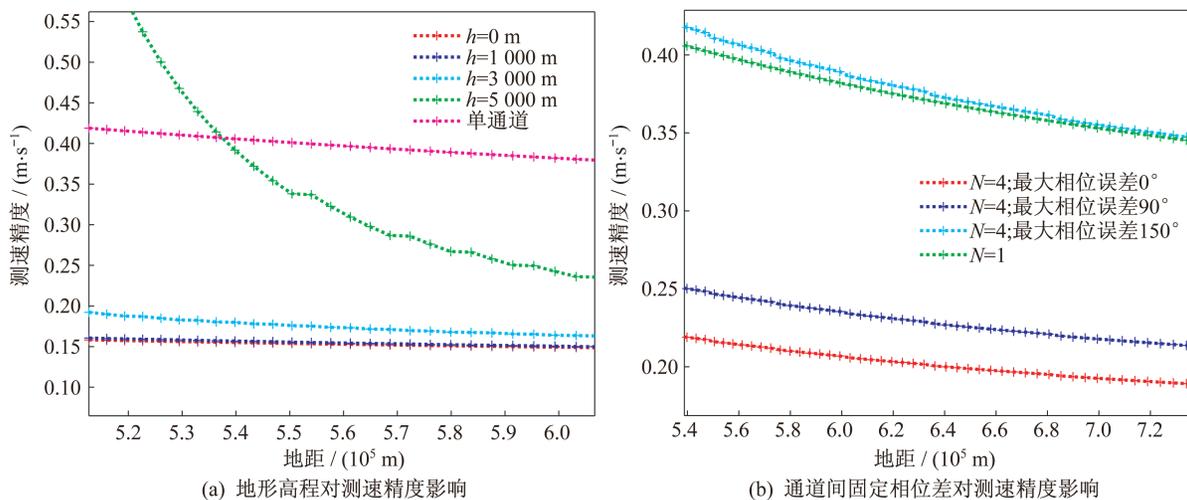


图 10 非理想情景测速性能

Fig.10 Non-ideal performance of velocity measurement

容易得出结论, DBF-SAR面对弱后向散射场景可以提升系统的干涉测量性能。在具体实现方面, 对多通道雷达系统相位误差进行实时或者后处理可以有效提高大多数情况下的系统顺轨干涉性能。同时对于复杂地形环境, 有必要进行基于自适应或者基于外部数字高程模型(Digital Elevation Model, DEM)数据的波达角估计, 完成高精度的快时间校正。

5 结束语

作为顺轨干涉应用的有效提升手段, 通过距离向多通道SAR系统可以改善回波增益, 进而改善干涉相位质量, 提升测速能力。本文考虑了包括DBF-SCORE原理、动目标特性以及顺轨干涉精度分析在内的定量分析, 并对多通道系统相位一致性、波达角估计以及空间去相干对合成后干涉效能的影响进行了讨论及仿真, 为未来高分宽幅ATI系统提供参考意义。

参考文献

- [1] 保铮, 邢孟道, 王彤, 等. 雷达成像技术[M]. 北京: 电子工业出版社, 2005: 55-57.
- [2] GOLDSTEIN R M, ZEBKER H A. Interferometric radar measurement of ocean surface currents [J]. *Nature*, 1987, 328(6132): 707-709.
- [3] 郑世超, 王辉, 孙志强, 等. Ka波段机载双模式干涉SAR系统设计及测量精度分析[J]. *上海航天*, 2018, 35(6): 1-7.
- [4] BREIT H, EINEDER M, HOLZNER J, et al. Traffic monitoring using SRTM along-track interferometry [C]// *IEEE International Geoscience & Remote Sensing Symposium*. Washington D. C., USA: IEEE Press, 2003: 1187-1189.
- [5] ROMEISER R, BREIT H, EINEDER M, et al. Current measurements by SAR along-track interferometry from a space shuttle [J]. *IEEE Transactions on Geoscience & Remote Sensing*, 2005, 43(10): 2315-2324.
- [6] DENG H, FARQUHARSON G, BALABAN M, et al. System error analysis of an airborne along-track interferometric fmcw SAR for surface velocity estimate [C]// *IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium*. Washington D. C., USA: IEEE Press, 2019: 1677-1680.
- [7] LEE M, KANG M S, RYU B, et al. Improved moving target detector using sequential combination of DPCA and ATI [J]. *The Journal of Engineering*, 2019, 11(21): 7834-7837.
- [8] SLETTEN M, MENK S, TOPORKOV J. Ocean surface current measurement with an interferometric UHF SAR [C]// *IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium*. Washington D. C., USA: IEEE Press, 2019: 98-101.
- [9] 张慧, 洪峻, 李纪传, 等. 斜视情况下机载顺轨干涉SAR敏感度分析[J]. *电子与信息学报*, 2014, 36(9): 2207-2213.
- [10] SUESS M, GRAFMUELLER B, ZAHN R. A novel high resolution, wide swath SAR system [C]// *IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium*. Washington D. C., USA: IEEE Press, 2001: 1013-1015.
- [11] 王辉, 赵凤军, 邓云凯. 毫米波合成孔径雷达的发展及其应用[J]. *红外与毫米波学报*, 2015, 34(4): 452-459.
- [12] 韩子硕, 王春平. 合成孔径雷达目标检测算法研究进展[J]. *飞航导弹*, 2020(7): 33-39.
- [13] 曾朝阳, 王辉. W波段UAVMISAR实时成像运动补偿方法[J]. *上海航天*, 2020, 37(1): 63-69, 100.
- [14] MOCCIA A, RUFINO G. Spaceborne along-track SAR interferometry: performance analysis and mission scenarios [J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2001, 37(1): 199-213.
- [15] CARANDE R. Estimating ocean coherence time using dual-baseline interferometric synthetic aperture radar [J]. *IEEE Trans Geo Remote Sens*, 1994, 32(4): 846-854.
- [16] ZEBKER H A, VILLASENOR J. Decorrelation in interferometric radar echoes [J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 1992, 30(5): 950-959.