

## 双基星载 HRWS-SAR 系统俯仰向 DBF 处理技术

林玉川\* 张剑云 武拥军 周青松  
(电子工程学院 合肥 230037)

**摘要:** 双基星载高分辨率宽测绘带 SAR 系统(HRWS-SAR)利用数字波束形成技术(DBF)将俯仰向多通道的回波信号进行快时间域的相干合成, DBF 处理性能必然受到双基构型的影响。该文针对一般双基构型的星载 HRWS-SAR 系统, 推导了点目标接收方向角与收发距离和之间的线性近似表达式, 建立了俯仰向通道的回波信号模型, 进而构建了一种时变加权与 FIR 滤波相结合的 DBF 处理方法, 并给出了系统实现框图。该文对几种典型双基构型的星载 HRWS-SAR 系统 DBF 处理进行了仿真, 结果表明合理的双基构型能有效提升星载 HRWS-SAR 系统的 DBF 处理性能。

**关键词:** 双基 SAR; 高分辨宽测绘带; 数字波束形成; 双基构型

**中图分类号:** TN959.74

**文献标识码:** A

**文章编号:** 1009-5896(2017)10-2317-08

**DOI:** 10.11999/JEIT170012

## Digital Beam-forming Scheme on Elevation for Bistatic Spaceborne High Resolution Wide Swath SAR

LIN Yuchuan ZHANG Jianyun WU Yongjun ZHOU Qingsong  
(Electronic Engineering Institute, Hefei 230037, China)

**Abstract:** In bistatic spaceborne High Resolution Wide Swath SAR (HRWS-SAR) system, the Digital Beam Forming (DBF) technique is employed to achieve the coherent combination of multi-channel signals in the fast time domain, and its performance is affected by the bistatic configuration. For a point target, the relationship between receiver aspect angle and the sum of transmitter distance and receiver distance is approximated by a linear function, and the echo signal model in elevation channel is built. Further, a DBF processing scheme is proposed, which combines the time-variant weighting and Finite Impulse Response (FIR) filtering, and the implementation block diagram is presented. The DBF processing is simulated in several typical bistatic configuration spaceborne HRWS-SAR systems. Simulation results show that the higher DBF performance can be achieved in the spaceborne HRWS-SAR system with rational bistatic configuration.

**Key words:** Bistatic SAR; High Resolution Wide Swath (HRWS); Digital Beam Forming (DBF); Bistatic configuration

### 1 引言

双基星载合成孔径雷达(SAR)利用信号收发平台的分置, 能够同时获取不同视角的观测数据, 在测绘、干涉测量、地面目标识别、自然灾害监测等领域<sup>[1,2]</sup>具有重要的应用价值。以 Tandem-L 为代表的新一代双基星载 SAR 系统应用多通道、数字波束形成(DBF)等技术, 实现方位向高分辨率和距离向宽测绘带 SAR (HRWS-SAR)成像, 系统的成像能力得到显著改善<sup>[3,4]</sup>。

HRWS-SAR 系统利用 DBF 技术将俯仰向多通

道回波信号在快时间域进行相干处理, 能有效提升距离向回波信号的信噪比和接收增益, 改善 SAR 图像质量。单基星载 HRWS-SAR 系统的俯仰向 DBF 处理方法得到了广泛而深入的研究<sup>[5-16]</sup>。扫描接收法(SCan-On-REceive, SCORE)<sup>[5,6]</sup>利用各通道时变加权处理形成一个始终指向脉冲中心所在位置的高增益窄波束, 增大接收增益。SCORE 方法处理长脉冲时, 脉冲宽度导致的脉冲延展损失(Pulse Extension Loss, PEL)<sup>[7]</sup>能显著降低接收增益。文献[8,9]提出了一种时变加权与 FIR 滤波相结合的 DBF 处理方法, 提升了对长脉冲的处理性能, 该方法不能完全消除 PEL 导致的 DBF 性能损失, 但只需在俯仰向各通道加入一个相移器和一个延时器即可实现, 星上系统处理量小且易于实现。文献[10]将以上两种 DBF 方法的回波信号正交解调与时变加权处

收稿日期: 2017-01-03; 改回日期: 2017-05-03; 网络出版: 2017-06-27

\*通信作者: 林玉川 mathsl23@mail.ustc.edu.cn

基金项目: 安徽省自然科学基金(1508085MF119)

Foundation Item: The Natural Science Foundation of Anhui Province (1508085MF119)

理进行优化设计,大幅降低了乘法运算量。Varona<sup>[11]</sup>提出对俯仰向各通道距离压缩数据进行相位加权后求和的 DBF 处理方法,文献[12]在此基础上引入变标函数处理进一步改善了 DBF 性能。上述两种方法都消除了 PEL 导致的 DBF 性能损失,但是极大增加了星上系统处理量及实现难度,往往用该方法的仿真结果做参考评估其它俯仰向 DBF 算法的性能<sup>[13,14]</sup>。

上述 DBF 处理方法理论上均能推广到双基星载 HRWS-SAR 系统。综合考虑处理性能及系统实现复杂度,本文将文献[8,9]中的 DBF 处理方法加以推广,在双基星载 HRWS-SAR 系统中构建了一种时变加权与 FIR 滤波相结合的 DBF 处理方法。仿真实验对星载 HRWS-SAR 系统在几种典型双基构型下的 DBF 处理进行了仿真,结果表明通过合理的双基构型配置能有效提升星载 HRWS-SAR 系统的 DBF 性能。

## 2 双基星载 HRWS-SAR 系统的双基构型分析

为保持双基星载 HRWS-SAR 系统对地面的持续观测,收发平台应置于同一轨道(顺飞模式)或高度相同的平行轨道(平飞模式)。图 1 给出了双基星载 HRWS-SAR 系统的双基构型示意图。文献[8,9] DBF 技术的关键是利用了目标的法线偏移角与其相应的回波快时间存在着近似的线性关系,等效于目标方向角与距离之间的近似线性关系。因而在此主要考察目标的接收方向角  $\theta$  与收发距离和  $R = R_R + R_T$  之间的关系。

### 2.1 双基构型中的几何关系

图 1 中, O 为地心, A, B 为发射和接收平台所在位置, A<sub>G</sub>, B<sub>G</sub> 为 A, B 在地球表面的投影。P 为目标所在位置,在接收斜距面 BPO 中, PB<sub>H</sub>⊥BB<sub>H</sub>。

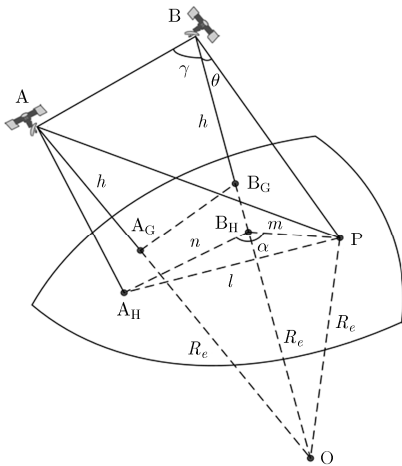


图 1 双基星载 HRWS-SAR 系统的双基构型

在基线面 ABO 中, A<sub>H</sub>B<sub>H</sub>⊥BB<sub>H</sub>, AA<sub>H</sub>//BB<sub>H</sub>。显然,  $\angle\alpha$  为基线面与接收斜距面的二面角。记  $|PA| = R_T$ ,  $|PB| = R_R$ ,  $|AA_G| = |BB_G| = h$ ,  $|PA_H| = l$ ,  $|PB_H| = m$ ,  $|A_HB_H| = n$ 。令  $R_e$  为局部地球半径,  $L$  为基线长, 则  $|OP| = |OA_G| = |OB_G| = R_e$ ,  $|AB| = L$ 。

在  $\triangle A_HB_HP$  及  $\triangle BPO$  中应用余弦定理, 可以得到

$$m^2 + n^2 - l^2 = 2mn \cos \alpha \tag{1}$$

$$2R_R(R_e + h) \cos \theta = R_R^2 + (R_e + h)^2 - R_e^2 \tag{2}$$

在直角  $\triangle PBB_H$ 、直角  $\triangle PAA_H$  及直角梯形 AA<sub>H</sub>B<sub>H</sub>B 中, 满足关系式:

$$\left. \begin{aligned} m &= R_R \sin \theta \\ R_T &= \sqrt{l^2 + |AA_H|^2} \end{aligned} \right\}, \quad \left. \begin{aligned} n &= L \sin \gamma \\ \cos \gamma &= 0.5L / (R_e + h) \\ |AA_H| &= R_R \cos \theta - L \cos \gamma \end{aligned} \right\} \tag{3}$$

将式(1)、式(3)联立, 可以得到

$$R_T^2 = R_R^2 + L^2$$

$$-2R_R L (\sin \theta \sin \gamma \cos \alpha + \cos \theta \cos \gamma) \tag{4}$$

### 2.2 $\theta$ 与 $R$ 间的近似线性关系

在一般的双基星载 SAR 系统中, 基线长度远小于地球半径, 即  $L \ll R_e$ , 因而  $\sin \gamma \approx 1$ ,  $\cos \gamma \approx 0$ 。对式(4)变形并近似, 得到

$$\frac{R_T}{R_R} \approx \sqrt{1 + \left(\frac{L}{R_R}\right)^2} - 2 \cdot \frac{L}{R_R} \sin \theta \cos \alpha \tag{5}$$

由式(2), 可以得到  $\theta$  与  $R_R$  关系的显式表达式。

$$R_R = (R_e + h) \cos \theta$$

$$-\sqrt{(R_e + h)^2 \cos^2 \theta - 2(R_e + h) + h^2} \tag{6}$$

依据文献[17], 式(6)中  $\theta$  与  $R_R$  的关系可以近似为线性关系。

$$R_R = R_{Rc} + \mu(\theta - \theta_c) \tag{7}$$

其中,  $\theta_c$  为接收天线的法线方向角,  $R_{Rc}$  为对应的接收距离,  $\mu = \left. \frac{dR_R}{d\theta} \right|_{\theta=\theta_c}$ 。将式(7)代入式(5), 可得

$$\frac{R_T}{R_R} \approx \left[ 1 + \left( \frac{L}{R_{Rc} + \mu \Delta \theta} \right)^2 - 2 \cdot \frac{L}{R_{Rc} + \mu \Delta \theta} \sin(\theta_c + \Delta \theta) \cos \alpha \right]^{1/2} \tag{8}$$

其中,  $\Delta \theta = \theta - \theta_c$ 。选择  $\Delta \theta$  为变量, 对式(8)泰勒展开并保留到线性项:

$$R_T/R_R \approx \eta + \rho \Delta \theta \tag{9}$$

其中,  $\eta = \sqrt{1 + (L/R_{Rc})^2} - 2 \cdot (L/R_{Rc}) \sin \theta_c \cos \alpha$ ,

$$\rho = \left( \frac{L \cos \alpha \cos \theta_c}{R_{Rc}} - \frac{L \mu \cos \alpha \sin \theta_c}{R_{Rc}^2} - \frac{L^2 \mu}{R_{Rc}^3} \right) / \eta。$$

由式(7)、式(9)可得

$$R = R_T + R_R \approx (R_{Rc} + \mu \Delta \theta)(1 + \eta + \rho \Delta \theta) \\ \approx (1 + \eta) R_{Rc} + ((1 + \eta) \mu + R_{Rc} \rho)(\theta - \theta_c) \quad (10)$$

令  $R_c = (1 + \eta) R_{Rc}$ ,  $C_{Bi} = (1 + \eta) \mu + R_{Rc} \rho$ , 式(10)可简写为

$$R - R_c = C_{Bi}(\theta - \theta_c) \quad (11)$$

即得到了  $\theta$  与  $R$  的线性近似表达式。

### 2.3 $C_{Bi}$ 的最小值估算

与文献[8,9]类似, 在构造 DBF 处理方法时需做近似处理。在此, 首先对  $C_{Bi}$  的最小值进行估算, 以便于分析这些近似处理的合理性。将式(6)两边在  $\theta_c$  处对  $\theta$  求导, 可得

$$\mu = \left. \frac{dR_R}{d\theta} \right|_{\theta=\theta_c} \\ = \frac{(R_e + h)^2 \sin 2\theta_c}{2\sqrt{(R_e + h)^2 \cos^2 \theta_c - 2(R_e + h)h + h^2} - (R_e + h) \sin \theta_c} \quad (12)$$

双基星载 SAR 系统中, 基线长  $L$  一般小于平台高度  $h$ 。令  $L = \kappa R_{Rc}$ , 则  $0 \leq \kappa < 1$ 。对  $C_{Bi}$  进行处理:

$$C_{Bi} = \left( 1 + \sqrt{1 + \kappa^2 - 2 \cdot \kappa \sin \theta_c \cos \alpha} \right) \mu \\ + \frac{R_{Rc} \kappa \cos \alpha \cos \theta_c - \kappa \mu \cos \alpha \sin \theta_c - \kappa^2 \mu}{\sqrt{1 + \kappa^2 - 2 \kappa \sin \theta_c \cos \alpha}} \\ \approx (2 - \kappa \sin \theta_c \cos \alpha) \mu \\ + (R_{Rc} \cos \alpha \cos \theta_c - \mu \cos \alpha \sin \theta_c) \kappa \\ > (2 - 2 \sin \theta_c) \mu \quad (13)$$

为获取宽测绘带内的 SAR 图像, 星载 SAR 系统的平台高度都会在数百千米以上, 天线的法线方向角也不能太小。在此取  $h = 200 \text{ km}$ ,  $\theta_c = 10^\circ$  进行估算, 可以得到

$$\mu \approx 1.6 \times 10^5, \quad C_{Bi} > 2.6 \times 10^5 \quad (14)$$

因而, 使用  $C_{Bi}$  最小值做分析时, 可以将其取值为  $2.6 \times 10^5$ 。

## 3 接收天线俯仰向通道的信号模型及 DBF 处理

### 3.1 接收天线俯仰向通道的信号模型

图 2 给出了双基星载 HRWS-SAR 系统接收天线俯仰向通道的波束扫描示意图, 接收天线在俯仰向上有间隔为  $d$  的  $N$  个通道, 通道 1 为参考通道。本节以点目标  $P_0$  为参考, 分析各通道的原始回波信号模型。

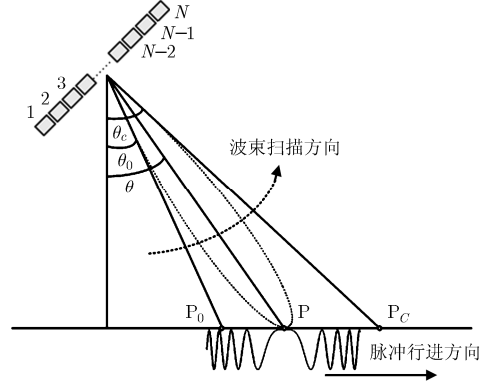


图2 接收天线俯仰向通道的波束扫描示意图

设系统发射的线性调频信号为

$$s(\tau) = \text{rect}\left(\frac{\tau}{T}\right) \cdot \exp(j2\pi f_c \tau + j\pi K_r \tau^2) \quad (15)$$

其中,  $f_c$  为载频的中心频率,  $K_r$  为调频斜率,  $T$  为脉宽,  $\tau$  为距离向快时间变量。通道 1 所接收的  $P_0$  点的回波信号为

$$s(\tau) = \text{rect}\left(\frac{\tau - \tau_0}{T}\right) \\ \cdot \exp(j2\pi f_c (\tau - \tau_0) + j\pi K_r (\tau - \tau_0)^2) \quad (16)$$

式(16)中,  $\tau_0$  为信号从发射经点  $P_0$  反射到接收通道 1 所需时间, 即  $\tau_0 = R_0/c$ ,  $R_0$  为  $P_0$  对应的收发距离和,  $c$  为电磁波传播速度。由于目标场景与收发天线的距离都较远, 因此利用远场近似计算通道  $k$  的接收信号

$$s_k(\tau) = \text{rect}\left(\frac{\tau - (\tau_0 - \Delta\tau_k)}{T}\right) \\ \cdot \exp(j2\pi f_c (\tau - (\tau_0 - \Delta\tau_k))) \\ + j\pi K_r (\tau - (\tau_0 - \Delta\tau_k))^2 \quad (17)$$

其中,  $\Delta\tau_k$  为点  $P_0$  的回波信号到达通道 1 与通道  $k$  的时间差,  $\Delta\tau_k = \frac{(k-1)d}{c} \sin(\theta_0 - \theta_c)$ ,  $\theta_0 - \theta_c$  为点  $P_0$  的法线偏移角。星载 SAR 系统中, 天线尺寸相对于目标距离为一极小量, 即  $\Delta\tau_k \ll \tau$ , 因此各接收通道的信号包络近似不变。对各通道信号下变频处理, 即与参考信号  $s_r(\tau) = \exp(-j2\pi f_c \tau)$  相乘, 忽略极小的相位项后可以得到通道  $k$  接收的基带信号表达式为

$$s_k(\tau) \approx \text{rect}\left(\frac{\tau - \tau_0}{T}\right) \cdot \exp(-j2\pi f_c \tau_0) \\ \cdot \exp(j2\pi f_c \Delta\tau_k) \cdot \exp(j\pi K_r (\tau - \tau_0)^2) \quad (18)$$

### 3.2 俯仰向 DBF 处理

本文采用的俯仰向 DBF 方法分为两步: 首先对

各通道的回波信号进行时变加权处理, 实现窄数字波束对脉冲中心在目标场景中的追踪, 与 SCORE 方法相同; 然后根据各通道的加权信号特性, 设计时域 FIR 滤波器获得更多的信号合成增益。

**3.2.1 时变加权处理** 俯仰向 DBF 加权处理的目标是为各通道设计加权系数使得形成的接收波束中心指向脉冲中心。脉冲中心的时移性决定了加权系数的时变性。如图 2 所示, 在快时间  $\tau$ , 脉冲中心行进至点 P, 法线偏移角为  $(\theta - \theta_c)$ 。为满足波束中心指向脉冲中心的条件, 通道  $k$  的时变加权系数  $w_k(\tau)$  为

$$w_k(\tau) = \exp\left[-j2\pi \frac{(k-1)d}{\lambda} \sin(\theta - \theta_c)\right] \quad (19)$$

由于测绘带内任意位置处的法线偏移角都非常小, 因此,

$$\begin{aligned} & \sin(\theta - \theta_c) - \sin(\theta_P - \theta_c) \\ & \approx (\theta - \theta_c) - (\theta_P - \theta_c) \\ & \approx \frac{1}{C_{Bi}}(R - R_0) = \frac{c}{C_{Bi}}(\tau - \tau_0) \end{aligned} \quad (20)$$

因而经时变加权处理, 通道  $k$  的基带信号表达式为

$$\begin{aligned} s_k(\tau) = & \text{rect}\left(\frac{\tau - \tau_0}{T}\right) \cdot \exp(-j2\pi f_c \tau_0) \\ & \cdot \exp(j\pi K_r (\tau - \tau_0)^2) \\ & \cdot \exp\left[-j2\pi \frac{(k-1)d}{\lambda} \frac{c}{C_{Bi}}(\tau - \tau_0)\right] \end{aligned} \quad (21)$$

通过式(21)可以得到通道  $k$  对任意点 P 的冲激响应函数为

$$\begin{aligned} h_k(\tau) = & \text{rect}\left(\frac{\tau - R/c}{T}\right) \cdot \exp\left(-j2\pi \frac{R}{c} f_c\right) \\ & \cdot \exp(j\pi K_r (\tau - R/c)^2) \\ & \cdot \exp\left[-j2\pi \frac{(k-1)d}{\lambda} \frac{c}{C_{Bi}}(\tau - R/c)\right] \end{aligned} \quad (22)$$

通道  $k$  的测绘场景目标信号模型可表示为  $s_{\text{scene-}k}(\tau) = h_k(\tau) \otimes g(\tau)$ , 即  $h_k(\tau)$  与地面反射率  $g(\tau)$  的卷积。

**3.2.2 FIR 滤波处理** 通过式(22)可看出, 俯仰向各通道的冲激函数间存在着相位偏移, 并且该偏移与目标的收发距离和相关, 因而不能通过对场景回波与固定相位函数相乘的方法予以消除。若对存在相位偏移的各通道信号直接合成, 会因各通道的冲激函数之间的相干性下降而导致增益损失。本节在分析各通道场景目标信号模型的频域特性的基础上设计 FIR 滤波器对该相位偏移进行处理。

根据 Fourier 变换的性质, 场景回波信号的频谱  $S_{\text{scene-}k}(f)$  等于冲激响应函数的频谱  $H_k(f)$  与地表反射率的频谱  $G(f)$  之积:

$$S_{\text{scene-}k}(f) = H_k(f) \cdot G(f) \quad (23)$$

令  $f_0 = \frac{d}{\lambda} \cdot \frac{c}{C_{Bi}}$ , 利用线性调频信号的频域变换

特性以及 Fourier 变换性质, 可得出  $H_k(f)$  为

$$\begin{aligned} H_k(f) = & \text{rect}\left\{\frac{f + (k-1)f_0}{K_r T}\right\} \\ & \cdot \exp\left\{-j\frac{4\pi}{c}(f_c + f)R\right\} \\ & \cdot \exp\left\{-j\pi \frac{f^2}{K_r}\right\} \cdot \exp\left\{-j2\pi \frac{(k-1)f_0}{K_r} f\right\} \\ & \cdot \exp\left\{-j\pi \frac{1}{K_r} [(k-1)f_0]^2\right\} \end{aligned} \quad (24)$$

式(24)表明各接收通道的场景回波信号频谱间存在如下差异:

(1) 频谱偏移量  $(k-1)f_0$ : 由  $f_0$  的定义, 可得  $(k-1)f_0 \approx \frac{(k-1)d}{C_{Bi}} \cdot f_c$ 。星载 HRWS-SAR 系统的天

线俯仰向尺寸一般不会太大, 在此以 5 m 作为估算值, 即  $(k-1)d < 5$ 。为了将系统的距离模糊保持在较低水平, 选择的载波频率  $f_c$  越大, 选定俯仰尺寸的天线通道数越多, 系统的复杂度和实现难度越大。因而,  $f_c$  不能选择过高的频率值, 在此将 10 GHz 作为  $f_c$  的估算值。因而可以估算  $(k-1)f_0 < 1.9 \times 10^5$ , 而米级分辨率 SAR 系统线性调频信号的带宽  $K_r T$  在  $10^8$  量级, 因而该频谱偏移量对距离向匹配滤波几乎不产生影响, 因而可以忽略。

(2) 复常数相位项  $\exp\left\{-j\pi \frac{1}{K_r} [(k-1)f_0]^2\right\}$ : 星

载 SAR 系统的能量主要来自于太阳能, 平均功率受限。受 PRF 的限制, 脉冲宽度不能太大。在此取脉宽  $T = 50 \mu\text{s}$ , 可以计算线性调频信号的调频率  $K_r = 2 \times 10^{12}$ , 而  $[(k-1)f_0]^2 < 3.7 \times 10^{10}$ 。因而该复常数的相位小于  $0.02\pi$ , 基本上趋为 0, 各接收通道的复常数可近似为 1。

(3) 线性相位项  $\exp\left\{-j2\pi \frac{(k-1)f_0}{K_r} f\right\}$ : 在信号

带宽  $K_r T$  范围内, 可以估算出该线性相位在数个  $2\pi$  周期范围内线性变化, 为使各通道的信号能够相干合成, 必须消除该线性相位项对各通道信号频谱的影响。

由以上分析可以看出, 只需要将通道  $k$  的回波信号经时变加权后, 继续通过一个系统函数为

$H'_k(f)$  的滤波器，就能使得各通道信号具有最大相干性。

$$H'_k(f) = \exp\left\{j2\pi \frac{(k-1)f_0}{K_r} f\right\} \quad (25)$$

与滤波器对应的时域 FIR 滤波器为一延时器，其信号延迟量  $D_k$  及单位冲激响应  $h'_k(\tau)$  为

$$h'_k(\tau) = \delta\left(\tau + \frac{(k-1)f_0}{K_r}\right), \quad D_k = -\frac{(k-1)f_0}{K_r} \quad (26)$$

利用文献[18,19]等提供的 FIR 滤波器设计方法可以设计高精度延时器，延时精度可达到 0.1 倍的采样间隔。可以估算延迟量  $D_k$  在  $10^{-7}$  量级，与米级分辨率 SAR 系统的快时间采样间隔在同一数量级，因而式(26)所示的延时器很容易在系统中实现。

**3.2.3 俯仰向 DBF 处理实现** 如图 3 所示，双基星载 HRWS-SAR 系统接收场景目标回波后，各俯仰向接收通道的信号经下变频及 A/D 采样处理，将射频模拟信号转换为基带数字信号，再进行系统的 DBF 处理：首先式(19)所示的移相器对各通道的基带信号进行时变加权，而后用式(25)所示的 FIR 滤波器进行延时处理，最后将处理后的各通道信号相加实现相干合成。对于接收通道 1， $w_k(\tau) = 1$ ， $h'_k(\tau) = \delta(\tau)$ ，即图 3 中以通道 1 的信号为基准进行相干合成，因而俯仰向 DBF 处理后的信号保持与通道 1 相一致的相位，其方位向上的相位关系与传统双基 SAR 相同，可采用传统的双基 SAR 成像方法进行成像处理。

### 4 仿真分析

本节对双基星载 HRWS-SAR 系统的俯仰向 DBF 处理进行仿真，验证本文提出的俯仰向 DBF 处理的性能，并简要分析双站几何构型对 DBF 性能的影响。表 1 列出了该系统的俯仰向系统参数，表 2 列出了 7 种典型的双基构型。构型 I 中  $L = 0$ ，退化为单基系统； $L = 10 \text{ km}$ ， $L = 100 \text{ km}$  分别为短基线和较长基线的情形； $\alpha = 90^\circ$  用于仿真接收天线工

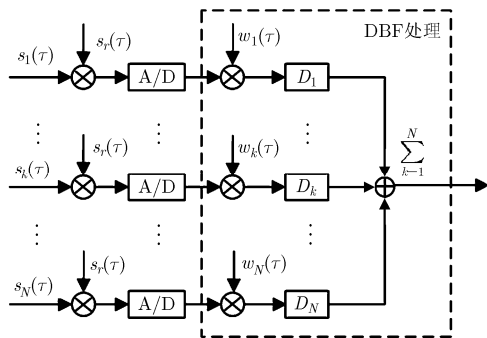


图 3 双基星载 HRWS-SAR 系统的俯仰向 DBF 实现框图

表 1 双基星载 HRWS-SAR 系统的俯仰向系统参数

信号带宽	30 MHz
信号脉宽	50 $\mu\text{s}$
系统载频	9.65 GHz
轨道高度	567 km
测绘带视角范围(接收天线)	20°~29.3°
测绘带宽	115 km
发射天线俯仰尺寸	0.2 m
接收天线俯仰尺寸	2.5 m
接收子孔径数目	25

表 2 双基星载 HRWS-SAR 系统的 7 种几何构型

构型编号	I	II	III	IV	V	VI	VII
$L$ (km)	0	10	100	10	100	10	100
$\alpha$ (°)	/	0	0	90	90	180	180

作在正侧视的同轨双站情形； $\alpha = 0^\circ$  和  $\alpha = 180^\circ$  用于仿真系统工作在相同斜视角的情形，区别在于发射天线还是接收天线位于测绘带的近端。

#### 4.1 式(11)与式(18)近似的合理性

式(11)对接收方向角  $\theta$  与双站距离和  $R$  的关系进行了线性近似。在此使用表 1 的系统参数验证该近似的合理性。图 4 中构型 I(单基系统)、构型 III 和构型 VII 采用实线并进行标注，其他构型使用虚线。图 4(a)中的点线描述各构型下  $\theta$  与  $R$  的线性近似。图 4(a)直观地反应出  $\theta$  与  $R$  的近似线性关系；而图 4(b)使用相对误差对该线性近似进行了定量描述。图 4(b)表明各种双基构型下  $\theta$  与  $R$  的线性近似误差在  $-1.5\% \sim 0.5\%$  范围内，因而式(11)的线性近似是合理的。

式(18)忽略的相位项为  $\pi K_r \left(2(\tau - \tau_0)\Delta\tau_k + (\Delta\tau_k)^2\right)$ 。利用表 1 给出的系统参数对该相位进行估计。容易计算  $K_r = \frac{B}{T} = \frac{30 \text{ MHz}}{50 \mu\text{s}} = 6 \times 10^{11} \text{ Hz/s}$ ，并且满足  $\Delta\tau_k = \frac{(k-1)d}{c} \sin(\theta_0 - \theta_c) < \frac{(N-1)d}{c} \cdot \sin\left(\frac{\theta_{\max} - \theta_{\min}}{2}\right)$ ， $2(\tau - \tau_0) \leq T$ 。因而可计算出忽略的相位为  $\pi K_r \left(2(\tau - \tau_0)\Delta\tau_k + (\Delta\tau_k)^2\right) < 0.0195\pi$ ，该相位非常小，基本不会对信号及后期处理造成影响，因此式(18)对信号的近似具有合理性。

**4.2 俯仰向 DBF 处理性能分析**

本文在推导 DBF 处理方法的过程中，也给出了适用于双基星载 HRWS-SAR 系统的 SCORE 方法(即各通道信号经过时变加权后直接合成)。本节通

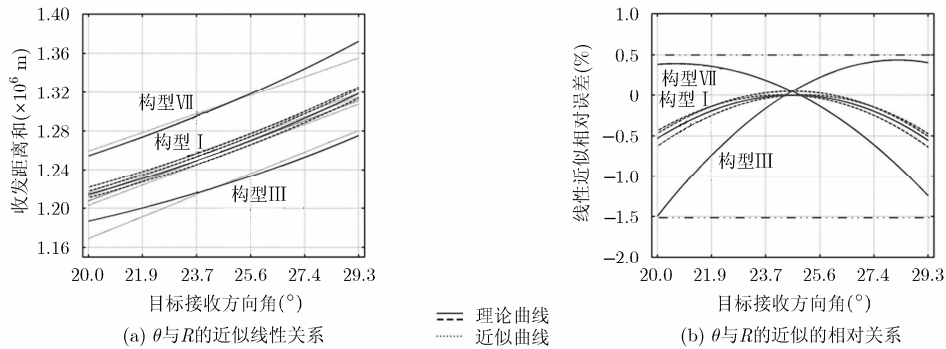


图 4 接收方向角  $\theta$  与双站距离和  $R$  的线性近似关系与近似误差

过仿真结果对这两种 DBF 处理方法的性能进行简要分析。

记理想的相干合成信号、SCORE 方法及本文 DBF 方法的合成信号分别为  $p_{\text{ref}}(\tau)$ ,  $p_1(\tau)$  及  $p_2(\tau)$ 。其中  $p_{\text{ref}}(\tau) = N \cdot s_{\text{ref}}(\tau)$ ,  $N$  为俯仰向接收通道数目,  $s_{\text{ref}}(\tau)$  为参考通道接收的信号。容易计算出  $p_{\text{ref}}(\tau)$ ,  $p_1(\tau)$  及  $p_2(\tau)$  的脉冲时间内的平均接收功率及距离压缩后的成像点幅度, 以  $p_{\text{ref}}(\tau)$  的处理结果为标准做归一化处理, 可以得到  $p_1(\tau)$  与  $p_2(\tau)$  的归一化接收增益损失及归一化幅度增益损失。仿真结果如图 5, 图 6 所示, 与其他双基构型区分较为明显的构型 I, III, VII 使用带标记的实线, 其他构型使用不带标记的实线, 表 3 则列出了上述 3 种构型

的主要仿真结果, 近、中、远分别表示测绘带的近端、中部及远端。

通过仿真结果的对比分析, 可以得出如下结论:

(1)各双基构型下本文方法的 DBF 性能优于 SCORE 方法: 以 DBF 性能最好的双基构型 VII 为例: 与 SCORE 方法相比, 本文方法的 DBF 平均接收增益及成像点幅度增益在近端分别高出约 5.5 dB, 5.1 dB, 在中部分别高出约 3.64 dB, 3.66 dB, 在远端分别高出约 2.2 dB, 2.3 dB。本文 DBF 方法的性能提升源于 FIR 滤波器对通道间信号相干性的有效改善。

(2)目标点回波的 DBF 性能在测绘带内呈规律性变化: 本文方法的 DBF 性能为中部目标优于两

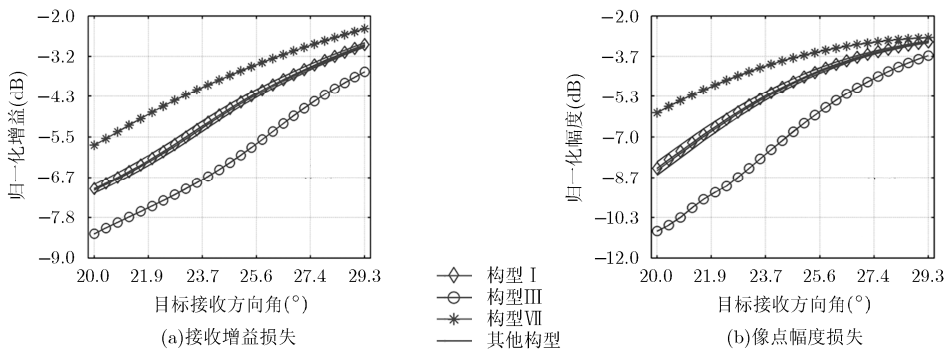


图 5 SCORE 方法在测绘带内的 DBF 性能仿真结果

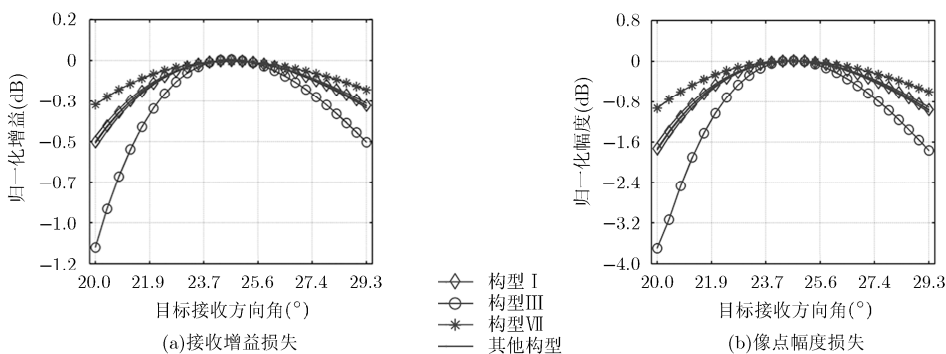


图 6 本文方法在测绘带内的 DBF 性能仿真结果

表 3 双基构型 I, III, VII 的 DBF 性能仿真结果

	I(近)	I(中)	I(远)	III(近)	III(中)	III(远)	VII(近)	VII(中)	VII(远)
SCORE 接收增益损失(dB)	-6.999	-4.591	-2.831	-8.303	-6.128	-3.611	-5.738	-3.650	-2.373
本文方法接收增益损失(dB)	-0.474	-0.008	-0.266	-1.080	-0.002	-0.476	-0.261	-0.011	-0.175
SCORE 像点幅度损失(dB)	-8.278	-4.624	-3.070	-10.893	-6.611	-3.638	-6.012	-3.673	-2.893
本文方法像点幅度损失(dB)	-1.747	-0.008	-0.980	-3.714	-0.006	-1.785	-0.947	-0.010	-0.625

端, SCORE 方法的 DBF 性能为远端优于近端。在 SCORE 方法中, 接收波束的扫描角速度在远端要小于近端, 因而与近端目标相比, 在接收远端目标回波时接收波束扫过的角度较小, 回波幅度调制的影响较小, 从而其归一化平均接收增益及归一化像点幅度增益较大。本文方法利用式(11)来线性拟合接收方向角  $\theta$  与双站距离和  $R$  的关系, 图 4 表明测绘带中心部分拟合误差较小, 而在两端拟合误差较大。因此式(26)所表示的 FIR 滤波器能够很好地消除各接收通道测绘带中心处回波的非相干因子, 而测绘带两端的回波中非相干因子的残余误差直接影响到 DBF 性能。

(3) 平飞模式长基线构型对双基 HRWS-SAR 系统的 DBF 性能影响显著: 图 5 及图 6 表明, 短基线构型 II, IV, VI 及顺飞模式长基线构型 V 与单基构型 I 的 DBF 性能基本一致, 而平飞模式长基线构型 III, VII 与其他构型有明显性能差异。双基构型 VII 中, 接收天线工作于测绘带近端, DBF 性能明显优于其他构型。以 SCORE 方法为例, 与 DBF 性能最差的构型 III 相比, 在测绘带近端构型 VII 的平均接收增益及成像点幅度增益的高出约 2.6 dB, 4.9 dB。因而, 双基 HRWS-SAR 系统的设计中, 在考虑俯仰向 DBF 性能时, 可优先考虑接收天线位于测绘带近端的平飞模式长基线构型。

## 5 结束语

本文通过分析双基 HRWS-SAR 系统的双基构型, 构建了一种时变加权与 FIR 滤波相结合的 DBF 处理方法, 理论分析和仿真都表明本文方法在测绘带内均能得到较好的 DBF 性能, 且系统实现难度较小, 有较好的工程应用前景。本文还通过仿真定性分析了双基构型对双基 HRWS-SAR 系统 DBF 性能的影响, 结果表明接收天线位于测绘带近端的平飞模式长基线构型有助于系统 DBF 性能的改善, 这一结论对双基构型的选择有较强的理论指导意义。

## 参考文献

- [1] ZINK M, BACHMANN M, BRAUTIGAM B, *et al.* TanDEM-X: The new global DEM takes shape[J]. *IEEE Geoscience and Remote Sensing Magazine*, 2014, 2(2): 8-23. doi: 10.1109/MGRS.2014.2318895.
- [2] BUESO J, PRATS P, MARTONE M, *et al.* Performance evaluation of the TanDEM-X quad polarization acquisitions in the science phase[C]. 11th European Conference on Synthetic Aperture Radar, Hamburg, Germany, 2016: 627-632.
- [3] MOREIRA A, KRIEGER G, HAJNSEK I, *et al.* Tandem-L: A highly innovative bistatic SAR mission for global observation of dynamic processes on the earth's surface [J]. *IEEE Geoscience and Remote Sensing Magazine*, 2015, 3(2): 8-23. doi: 10.1109/MGRS.2015.2437353.
- [4] HUBER S, VILLANO M, YOUNIS M, *et al.* Tandem-L: Design concepts for a next-generation spaceborne SAR System[C]. 11th European Conference on Synthetic Aperture Radar, Hamburg, Germany, 2016: 1237-1241.
- [5] SUESS M, ZUBLER M, and ZAHN R. Performance investigation on high resolution wide swath SAR system[C]. 4th European Conference on Synthetic Aperture Radar, Cologne, Germany, 2002: 49-53.
- [6] BORDONI F, YOUNIS M, MAKHAUL V, *et al.* Adaptive scan-on-receive based on spatial spectral estimation for high-resolution wide-swath SAR[C]. International Geoscience and Remote Sensing Symposium 2009, Cape Town, South Africa, 2009: 431-435. doi: 10.1109/IGARSS.2009.5416941.
- [7] YOUNIS M, HUBER S, PATYUCHENKO A, *et al.* Performance comparison of reflector- and planar-antenna based digital beam-forming SAR[J]. *International Journal of Antennas and Propagation*, 2009, 4(6): 379-386.
- [8] 冯帆, 李世强, 禹卫东. 一种改进的星载 SAR 俯仰向 DBF 处理技术[J]. *电子与信息学报*, 2011, 33(6): 1465-1470. doi: 10.3724/SP.J.1146.2010.01176. FENG Fan, LI Shiqiang, and YU Weidong. An improved scheme of digital beam-forming on elevation for spaceborne SAR[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2011, 33(6): 1465-1470. doi: 10.3724/SP.J.1146.2010.01176.
- [9] FENG Fan, DANG Hongxing, TAN Xiaomin, *et al.* An improved scheme of digital beam-forming in elevation for spaceborne SAR[C]. IET International Radar Conference 2013, Xi'an, China, 2013: 1-6. doi: 10.1049/cp.2013.0208.
- [10] WANG Wei, WANG Robert, DENG Yunkai, *et al.* An improved processing scheme of digital beam-forming in elevation for reducing resource occupation[J]. *IEEE*

- Geoscience and Remote Sensing Letters*, 2016, 13(3): 309–313. doi: 10.1109/LGRS.2015.2508098.
- [11] VARONA E M. Adaptive digital beam-forming for high-resolution wide-swath SAR system[D]. [Master dissertation], Universitat Politècnica de Catalunya, France, 2009.
- [12] WANG Wei, WANG Robert, DENG Yunkai, *et al.* Improved digital beam-forming approach with scaling function for range multi-channel synthetic aperture radar system[J]. *IET Radar, Sonar & Navigation*, 2016, 10(2): 379–385. doi: 10.1049/iet-rsn.2015.0276.
- [13] HUBER S, YOUNIS M, PATYUCHENKO A, *et al.* A novel digital beam-forming concept for spaceborne reflector SAR system[C]. 6th European Radar Conference, Rome, Italy, 2009: 238–241.
- [14] HUBER S, YOUNIS M, PATYUCHENKO A, *et al.* Digital beam-forming techniques for spaceborne reflector SAR systems[C]. 8th European Conference on Synthetic Aperture Radar, Aachen, Germany, 2010: 962–965.
- [15] 王伟, 王宇, 侯丽丽. 俯仰向数字波束形成技术对 SAR 系统性能的影响分析[J]. 电子与信息学报, 2014, 36(11): 2711–2716. doi: 10.3724/SP.J.1146.2013.02002.
- WANG Wei, WANG Yu, and HOU Lili. Analysis on performance of SAR system affected by digital beam forming in elevation[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2014, 36(11): 2711–2716. doi: 10.3724/SP.J.1146.2013.02002.
- [16] 李杨, 黄杰文, 禹卫东. 高分辨率宽测绘带星载 SAR 距离向 DBF 处理[J]. 电子与信息学报, 2011, 33(6): 1510–1514. doi: 10.3724/SP.J.1146.2010.01157.
- LI Yang, HUANG Jiewen, and YU Weidong. Range DBF processing for high-resolution wide-swath spaceborne SAR [J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2011, 33(6): 1510–1514. doi: 10.3724/SP.J.1146.2010.01157.
- [17] SUESS M and WIESBECK W. Side-looking synthetic aperture radar system[P]. Euro, Patent EP1241487 A1, 2001.
- [18] LIN Z and LIU Y. Design of arbitrary complex coefficient WLS FIR filters with group delay constraints[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2009, 57(8): 3274–3279. doi: 10.1109/TSP.2009.2020372 .
- [19] 周青松, 张剑云, 李小波. 序列锥规划方法对于群延时及 L1 范数约束的数字滤波器优化设计[J]. 电路与系统学报, 2011, 16(1): 52–57.
- ZHOU Qingsong, ZHANG Jianyun, and LI Xiaobo. Optimal design of digital filter with group delay and L1 norm constraints using sequential cone programming[J]. *Journal of Circuits and Systems*, 2011, 16(1): 52–57.
- 林玉川: 男, 1980 年生, 博士生, 工程师, 研究方向为双基 SAR 成像技术.
- 张剑云: 男, 1963 年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为雷达及目标环境模拟、雷达信号处理、高速信号处理.
- 武拥军: 男, 1970 年生, 讲师, 硕士生导师, 主要研究方向为天线技术与微波成像.
- 周青松: 男, 1982 年生, 博士, 讲师, 主要研究方向为凸优化理论及雷达信号处理.