

基于方位向多波束-多相位中心的星载 SAR 多维波形编码技术研究

曾祥能^{1,2}, 刘宪勋¹, 白 洁¹, 张永顺²

(空军装备研究院航空气象防化研究所, 北京 100085; 空军工程大学导弹学院, 陕西西安 710051)

摘 要: 通过方位向多波束与多相位中心结合, 采用方位向-快时间二维波形编码发射技术获得了星载 SAR 系统高分辨-宽测绘带成像的优良性能. 所提方案在发射端的方位向采用脉内扫描形成多个方位窄波束, 以减小多普勒带宽, 距离向通过波束展宽获得宽测绘带; 在接收端沿距离-方位向形成多个等效相位中心, 通过俯仰 DBF 技术分离各子波束回波信号来抑制距离模糊, 方位向通过谱重构方法解方位多普勒模糊, 并通过多个子多普勒谱拼接获得方位高分辨. 文中研究了本系统的主要系统参数典型设计及性能优势. 仿真结果表明, 该系统能有效的完成高分辨-宽测绘带任务, 相对已有的其它星载 SAR 系统, 系统性能优势明显, 系统结构更加轻便灵活.

关键词: 星载合成孔径雷达; 多波束-多相位中心; 多维波形编码; 高分辨宽测绘带成像

中图分类号: TN957 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2013)09-1863-06

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2013.09.032

Study of Space Borne SAR Multidimensional Waveform Encoding Technology Based on Azimuth Multi-Beams Multi-Phase Centers

ZENG Xiang-neng^{1,2}, LIU Xian-xun¹, BAI Jie¹, ZHANG Yong-shun²

(1. Aviation Meteorological and Chemical Defense Institute of Air Force Equipment Research Academe, Beijing 100085, China;

2. Missile Institute of Air Force Engineering University, Xi'an, Shaanxi 710051, China)

Abstract: This paper introduces a new waveform encoding technology on azimuth-fast time domain for space borne synthetic aperture radar (SAR), this technology can obtain high resolution wide swath imaging capacity by combining the azimuth multiple beams with multiple phase centers. On the transmitter, intrapulse scanning technology is utilized to form multiple narrow beams on azimuth in this system, which can reduce the sub-doppler bandwidth, and the elevation beam is widened for wide imaging swath. On the receiver, multiple equivalent phase centers are produced both on azimuth and elevation, the range ambiguity is deducted as the result of multiple sub-waveforms separated by digital beam-forming (DBF) on elevation, and the azimuth doppler ambiguity is deducted by doppler spectral reconstruction method. Finally, the multiple sub-doppler spectra are combined to achieve high azimuth resolution. Moreover, the primary system parameters and performance advantage are analyzed. Simulation results confirm this new system can fulfill high resolution wide swath imaging, also within condensed configuration than other space borne SAR system.

Key words: space borne SAR; multiple beams-multiple phase centers; multidimensional waveform encoding; high resolution wide swath imaging

1 引言

传统的单通道星载 SAR 受最小天线面积的限制, 只能在距离分辨率和测绘带宽作折衷处理, 如聚束 SAR^[1-3]则, 无法同时获得高分辨-宽测绘带观测能力. 经典的 HRWS 系统^[4]采用一发多收在方位向形成多个相位中心来等效时间上的密集采样, 相对降低了系统脉冲重复频率 (PRF, Pulse Repetition Frequency), 一定程度上缓解了高分辨与宽测绘带之间的矛盾. 但 HRWS 系统能形成的等效相位中心数目相对较少, 为了增加等效相位中心数目, 学者们将多输入多输出体制 (MIMO, Multi-

ple Input Multiple Output) 应用于星载 SAR 系统^[5], 通过每个子孔径独立发射正交编码信号, 并同时接收回波. 但是, 由于各子孔径发射的正交波形不能完全正交, 导致互相关噪声电平过高而影响成像质量. 对此, Wang^[6]采用距离向 MIMO 结构与方位向空时编码相结合来获得无模糊的高分辨宽测绘带能力. 文献[7]利用俯仰维空域滤波解距离模糊, 通过脉内扫描获得长的合成孔径来实现方位高分辨. 文献[8]采用空时频编码获得多个空间自由度来实现高分辨宽测绘带能力. 文献[9]将距离向 DBF 技术应用于星载 MIMO-SAR 系统中, 可有效抑制距离模糊和方位模糊.

本文将方位向多波束与多相位中心相结合,首先在方位向形成多个子波束降低了需处理的多普勒带宽,再通过方位向多个等效相位中心进一步抑制每个子波束内的多普勒模糊,对于子波束的正交波形分离主要依赖于距离向的接收端 DBF^[10,11].全文将研究本系统的信号处理关键技术.

2 体制建立

对于高分辨宽测绘场景任务需求,一方面,系统工作 PRF 要满足测绘带回波在一个脉冲重复间隔(PRI, Pulse Repetition Interval)内被接收,另一方面,系统工作 PRF 要满足方位多普勒带宽的采样要求,前者不满足时则会出现场景回波跨 PRI 被接收,部分回波被发射窗遮挡而造成测绘带不连续,因此,系统通常工作在较低 PRF 以满足场景测绘带要求.较低的 PRF 则会造成方位多普勒谱的时间采样率不够而引起方位模糊,解决方法之一是通过增加空间采样来等效获得比实际更高的时间采样率,如在方位向形成多相位中心.然而,方位向多相位中心将使阵列沿方位向布阵较长,不利于工程实现.一种有效的思路是在方位向形成连续角度指向的多个窄波束,由于方位窄波束对应窄的多普勒带宽,则每个窄的多普勒带只需较低的 PRF 即可满足方位无模糊.进一步的,辅以方位向多相位中心,则在相同的低 PRF 下,可解更高倍次方位模糊.

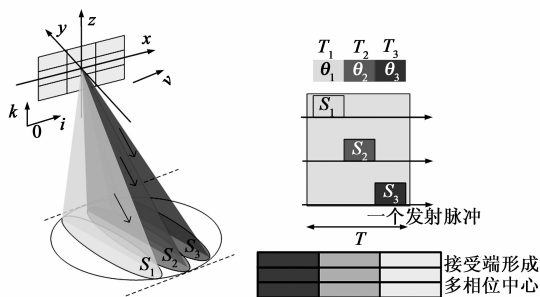


图1 方位向多维编码发射场景

如图1所示,为完成高分辨宽测绘带任务,系统工作在保证距离向不模糊的低 PRF,使方位分辨率对应的多普勒带模糊了 N^2 次,假设方位向单个天线子阵形成的方位宽波束刚好满足方位高分辨,则在方位向布设 N 个相同子阵共同形成方位向孔径,对应的,系统在一个 PRI 内分 N 个子脉冲沿方位向依次发射 N 个窄波束,每个子波束对应的多普勒带宽近似为原多普勒带的 $1/N$.在每个子波束内,其对应的子多普勒带仍模糊了 N 次.而方位向的 N 个接收子阵可形成 N 个等效相位中心,利用其对每个子多普勒带进行解模糊,从而获得无模糊的 N 个子多普勒带.最后对各子多普勒带进行拼接可实现多普勒谱重构,以获得方位向高分辨.这里的多普勒谱重构相当于由多通道带通滤波输出进

行信号重构,每个方位子波束形成的中心频率错开的窄带方位谱即为带通信号.

在每一时刻,场景中的每一目标只接收到一个子脉冲信号,重叠在接收信号中的其它子脉冲信号来源于距离与方位均不同的目标,不同的距离对应着不同的俯仰角,可采用接收端的俯仰向 DBF 来抑制同一时刻回波中其它距离回波成分,从而可无模糊的区分来自于不同方位波束的信号成分.

相对于传统 HRWS 方案,本方案除了获得更好的高分辨-宽测绘带能力外,其它好处也是显著的:一方面,它利用了全阵列所有发射天线单元发射,降低了 T/R 模块的发射峰值要求.另一方面,由于方位向采用多波束与多相位中心结合形成了超高解模糊能力,便于短小轻量化布阵或获得更高的高分辨-宽测绘带指标性能.

3 信号模型

考察一个发射/接收的多孔径 SAR 系统,按照第2节建立的体制,如图1所示,发射-接收天线由 N_r 行 N_c 列子孔径组成,方位向子孔径间距为 d_x ,俯仰向的孔径间距为 d_z ,这里取 N_r, N_c 作奇数为例,则可等效为 $N_r \times N_c$ 个等效相位中心的自发自收形式.时间 $t = 0$ 时,阵列中心坐标为 $O(0,0,0)$, h 为平台飞行高度,则第 k 行第 i 列子孔径对应的等效相位中心的坐标为:

$$(X'_i, 0, Z'_k), \quad X'_i = \left(i - \frac{N_c + 1}{2}\right) \cdot \frac{d_x}{2}, \quad Z'_k = \left(k - \frac{N_r + 1}{2}\right) \cdot \frac{d_z}{2}, \quad (i = 1, \dots, N_c, k = 1, \dots, N_r).$$

设计方位向子波束个数为 P ,距离向则通过对全阵列相位加权展宽波束^[12]获得宽的场景,发射信号时宽为 T ,将其分为 P 个子脉冲,子脉冲宽度为 T_p ($p = 1, \dots, P$),则发射信号可表示为

$$S(\tau, t, \theta) = \sum_{p=1}^P \text{rect}\left(\frac{\tau - \Delta T_p}{T_p}\right) \cdot \frac{\sin\left(N_c \pi d_x \frac{(\sin\theta_p - \sin\theta)}{(2\lambda)}\right)}{\sin\left(\pi d_x \frac{(\sin\theta_p - \sin\theta)}{(2\lambda)}\right)} \cdot \exp(j2\pi f_c(t + \tau - \Delta T_p)) \cdot s_p(\tau - \Delta T_p) \quad (1)$$

其中 θ 为方位向空间角度, θ_p 为第 p 个子脉冲的方位指向角, λ 为工作波长, τ 为快时间, $t = q \cdot \text{PRI}$ 为慢时间, q 为正整数, f_c 为中心频率, s_p 为第 p 个发射子波形,这里的 P 个发射子波形采用等长度的相位编码信号,利用自相关峰值旁瓣比、综合旁瓣水平同时最小化^[13]进行设计, ΔT_p 为第 p 个子脉冲的发射时延,显然 $\Delta T_1 = 0$.

方便起见,本文只考虑基带接收信号,且忽略电磁

波的空间反射衰减因子、系统损耗及点目标散射的雷达截面积。按照“停-走-停”模式,接收窗内某一时刻,第 k 行第 i 列子孔径的接收信号 $u_{ki}(\tau, t)$ 为各子脉冲发射信号所对应的不同距离环线上点目标回波的线性叠加,表示如下:

$$u_{k,i}(\tau, t) = \sum_{p=1}^P \left\{ \sigma_p \cdot \text{rect} \left(\frac{X'_i + x(t) - x_p - y'_0 \cdot \tan \theta_p}{L_p} \right) \cdot s_p(\tau - \Delta T_p - \tau_{kip}) \cdot \text{rect} \left(\frac{\tau - \Delta T_p - \tau_{kip}}{T_p} \right) \cdot \exp(-j2\pi f_c(\tau_{kip} + \Delta T_p)) \right\} \quad (2)$$

式(2)中 $s_p(\tau)$ 表示第 p 个子脉冲作用期的发射信号, σ_p 为第 p 个距离环线上点目标的回波增益, $x(t) = vt$, v 为平台速度, L_p 为第 p 个子波束形成的方位向孔径长度, (x_p, y_p, z_p) 为第 p 个距离环线上某点目标的位置坐标值,这里假设地面为水平面,且不考虑地面起伏,即 $z_p = -h$ 。事实上,第 p 个距离环线上可能不止一个点目标,这里以距离环线上的一个点目标为例进行讨论,其它点目标的情况类似。 $y'_0 = \sqrt{y_0^2 + Z_0^2}$ 为场景中心线到航线的最短斜距, $\tau_{kip} = 2R_{kip}(t)/c$ 为传播时延, c 为光速, $R_{kip}(t)$ 为第 p 个距离环线上点目标到第 k 行第 i 列等效相位中心的瞬时斜距,则:

$$R_{kip}(t) = \sqrt{(X'_i + x(t) - x_p)^2 + y_p^2 + (Z'_k + h)^2} \quad (3)$$

对于同时被接收端采样接收的不同距离环线上的目标回波满足下式:

$$\tau_{ki1} = \tau_{ki2} + \Delta T_2 = \dots = \tau_{kip} + \Delta T_p \quad (4)$$

利用图 2 所示几何关系, $R_{kip}(t)$ 可近似计算为

$$R_{kip}(t) \approx R_{ip}(t) + Z'_k \cdot \sin \varphi_p \quad (5)$$

式(5)中 $R_{ip}(t) = \sqrt{(X'_i + x(t) - x_p)^2 + y_p^2 + h^2}$ 为方位向第 i 个相位中心到第 p 个距离环线上点目标的瞬时斜距, φ_p 为第 p 个距离环线上目标对应的下视角,对

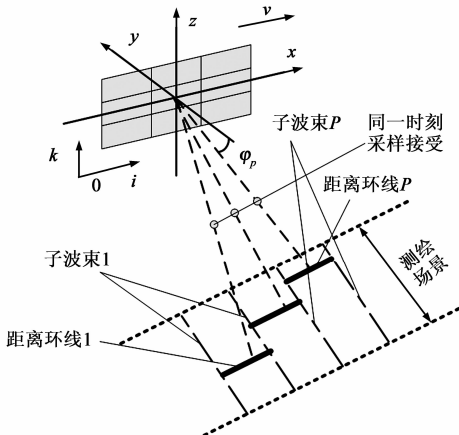


图2 阵列接收场景

于回波信号 $u_{k,i}(\tau, t)$, 在每一个慢时间 PRI 内, φ_p 与 τ 耦合, 令 R_{near} 为场景的近端斜距, 则有

$$\sin \varphi_p(\tau) = \frac{h}{R_{\text{near}} + c(\tau - \Delta T_p)/2}, \quad (\tau - \Delta T_p \geq 0) \quad (6)$$

4 空时联合匹配滤波

根据前述分析, 系统一个 PRI 内在方位向连续形成 P 个宽度依次为 $\theta_{w,p}$ 的窄波束, 对应的多普勒带宽为 $B_{w,p}$ 。在一个 PRI 内, 场景中某一个目标最多只能接收到某一个子波形照射。这样, 同时到达的不同波形回波必然来自于不同空间场景目标, 而不同波形经同一目标散射点回到接收端必然在不同时刻到达, 则可采用结合空、时信息的空时联合匹配滤波对回波进行分离。

利用式的近似, 采用第一个发射子脉冲波形对式所示的第 k 行第 i 列子孔径的接收回波作距离脉压, 得

$$u_{k,i}(\tau, t) = \sum_p z_{i,p}(\tau, t) \cdot \exp(-j2\pi Z'_k \sin \varphi_p(\tau)/\lambda) \quad (7)$$

式(7)中:

$$z_{i,p}(\tau, t) = \sigma_p \cdot \text{rect} \left(\frac{X'_i + x(t) - x_p - y'_0 \cdot \tan \theta_p}{L_p} \right) \cdot AC_p(\tau - \Delta T_p - \tau_{ip}) \cdot \exp(-j2\pi f_c(\tau_{ip} + \Delta T_p)) \quad (8)$$

为方位向第 i 列方位向子孔径接收到第 p 个距离环线上的目标回波, $\tau_{ip} = \frac{2R_{ip}}{c}$, $AC_p(\tau)$ 为第 p 个子波形的脉压输出。由于阵列相对于场景为远场情况, 这里忽略了阵列俯仰向对回波信号包络的影响。

令 $\mathbf{U}_i(\tau, t) = [u_{1,i}(\tau, t), \dots, u_{N,i}(\tau, t)]^T$, $\mathbf{Z}_i(\tau, t) = [z_{i,1}(\tau, t), \dots, z_{i,p}(\tau, t)]^T$, 则式可写成矩阵形式为

$$\mathbf{U}_i(\tau, t) = \mathbf{WZ}_i(\tau, t) \quad (9)$$

其中

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} \varphi_{11} & \varphi_{12} & \dots & \varphi_{1P} \\ \varphi_{21} & \varphi_{22} & \dots & \varphi_{2P} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \varphi_{N,1} & \varphi_{N,2} & \dots & \varphi_{N,P} \end{bmatrix} \quad (10)$$

式(10)中 $\varphi_{kp} = \exp(-j2\pi Z'_k \sin \varphi_p(\tau)/\lambda)$, ($k = 1, \dots, N$; $p = 1, \dots, P$), $\sin \varphi_p(\tau)$ 可按式求出。

对于接收窗内某一采样时刻 τ 采样得到的接收信号 $u_{k,i}(\tau, t)$, 最多可由斜距等于 R_1 的目标反射回波形 s_1 、斜距等于 R_2 的目标反射回波形 s_2 、……、斜距等于 R_p 的目标反射回波形 s_p 共同叠加而成, 而且各斜距满足:

$$\begin{cases} R_1 = R_{\text{near}} + \tau c/2 \\ R_2 = R_{\text{near}} + \tau c/2 - \Delta T_2 c/2 \\ \vdots \\ R_p = R_{\text{near}} + \tau c/2 - \Delta T_p c/2 \end{cases} \quad (11)$$

R_{near} 为场景近端的最小斜距,由式可以看出,对于每一个采样时刻 τ ,都有

$$\sin\varphi_p \neq \sin\varphi_q, (p, q = 1, \dots, P) \quad (12)$$

这样,可以利用俯仰向的空间滤波对叠加在回波信号中的子波形分离,当 $N_r \geq P$ 时,即 \mathbf{W} 存在左广义逆 $\mathbf{W}^\dagger = (\mathbf{W}^H \mathbf{W})^{-1} \mathbf{W}^H$,可按下式求解各发射子波形在快时间 τ 的对应回波值:

$$\mathbf{Z}_i(\tau, t) = \mathbf{W}^\dagger \mathbf{U}_i(\tau, t) \quad (13)$$

5 方位向处理

由于系统工作在低 PRF 下导致每个子波束内方位多普勒谱产生模糊,利用驻定相位原理,分别对 $v_{i,p}(\tau, t)$ 作方位傅里叶变换,得到第 p 个子波束的多普勒模糊信号为

$$\begin{aligned} s_{i,p}(\tau, f_a) = & \text{rect}\left(\frac{1}{L_p} \cdot \left(\frac{f_a \sqrt{y_p^2 + h^2}}{\sqrt{f_{am}^2 - f_a^2}} - y'_0 \cdot \tan\theta_p\right)\right) \\ & \cdot \exp(-j2\pi f_c \Delta T_p) \cdot AC_p\left(\tau - \frac{2f_{am}}{c} \frac{\sqrt{y_p^2 + h^2}}{\sqrt{f_{am}^2 - f_a^2}}\right) \\ & \cdot \exp\left(-j4\pi \frac{f_{am}}{\lambda} \frac{\sqrt{y_p^2 + h^2}}{\sqrt{f_{am}^2 - f_a^2}}\right) \cdot \exp\left(-j2\pi \frac{f_a}{v} \cdot \frac{\sqrt{y_p^2 + h^2}}{\sqrt{f_{am}^2 - f_a^2}}\right) \\ & \cdot \exp\left(-j2\pi f_a \frac{x_p}{v}\right) \cdot \exp\left(j2\pi f_a \frac{X'_i}{v}\right) \end{aligned} \quad (14)$$

其中 $f_{am} = \frac{2vf_c}{c}$, $f_a \in \left[-\frac{\text{PRF}}{2}, \frac{\text{PRF}}{2}\right]$,式右边最后的指数项是方位向的相位中心位置引起的相位附加项,将其写成矢量形式:

$$\mathbf{z}_i(f_a) = \left[\exp\left(j \frac{2\pi f_a}{v} X'_1\right), \dots, \exp\left(j \frac{2\pi f_a}{v} X'_M\right) \right]^T \quad (15)$$

令接收信号在方位向发生了 K 次模糊,令 $f = \text{PRF} \cdot \left[-\frac{K-1}{2}, \dots, \frac{K-1}{2}\right]$,则在整个多普勒频域内方位频率可分为 K 个子频带:

$$f_a^k = f_a + f(k), k = 1, \dots, K \quad (16)$$

令 $\mathbf{z}_i(f_a) = [\mathbf{z}_i(f_a^1), \dots, \mathbf{z}_i(f_a^K)]^T$, $\mathbf{A} = \text{diag}(1, \dots, 1)$ 为 K 维对角阵,则可得谱重构系数矩阵:

$$\mathbf{W} = (\mathbf{z}_i(f_a))^\dagger \mathbf{A} \quad (17)$$

可得第 p 个子带信号第 k 个子多普勒分量 $s_p(\tau, f_a^k) = [s_{1,p}(\tau, f_a^k), \dots, s_{M,p}(\tau, f_a^k)] \cdot \mathbf{W}_k$,且 $\mathbf{W} = [\mathbf{W}_1, \dots, \mathbf{W}_K]$,将 $s_p(\tau, f_a^k)$ 按方位频谱分量拼接起来,获得不模糊的第 p 个多普勒子带信号为 $s_p(\tau, f_a)$,其中 $f_a \in$

$[B_{0,p} - B_{w,p}/2, B_{0,p} + B_{w,p}/2], (p = 1, \dots, P)$. 而且有

$$B_{0,p} = \frac{2v \sin\theta_p}{\lambda} \quad (18)$$

$$B_{w,p} = \frac{2v \cos\theta_p}{\lambda} \varrho_{w,p} \quad (19)$$

由于一个 PRI 内在方位向发射的每个子波束只能对方位向多普勒频率的一部分进行了采样接收,如同对一个宽带信号分多个不同的频带进行了采样,在距离多普勒域作方位谱拼接是很简单的,由于 $s_p(\tau, f_a)$ 对应不同的多普勒频率中心 $B_{0,p}$,将其按频率位置进行排列就可得到场景的全带宽多普勒谱,然后进行方位傅里叶逆变换,即可采用距离多普勒算法等完成成像处理.

6 系统仿真分析

本系统的信号处理流程如图 3 所示.系统的技术复杂性主要在发射端 DBF 部分与回波信号的处理部分,发射端的多维编码发射技术在当前的数字阵列技术上容易实现,接收端分距离向空时匹配滤波、方位向解模糊与谱拼接三个环节处理部分可在地面系统完成.

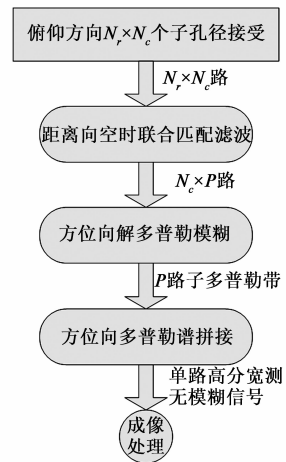


图3 回波信号处理流程

系统设置方位向 3 个子孔径,单个子孔径长 4m,俯仰向 3 个子孔径,单个子孔径长 1.4m;在一个 PRI 内发射 3 个子脉冲信号,子脉冲时长均为 $30\mu\text{s}$,信号带宽为 150MHz,子脉冲时延依次为 $(0, 30, 60)\mu\text{s}$;系统 PRF 为 1250Hz,平台高度 576km,速度 7500m/s,则方位向处理多普勒子带宽为 1250Hz,单个多普勒子带模糊了 3 次,场景中设置 4 个点目标: $(-150\text{m}, 420\text{km}, 0\text{m})$, $(0\text{m}, 425\text{km}, 0\text{m})$, $(150\text{m}, 430\text{km}, 0\text{m})$, $(-150\text{m}, 435\text{km}, 0\text{m})$.接收端直接作距离脉压,输出如图 4 所示,由于三个子脉冲顺序发射,压缩输出在不同的俯仰斜距位置.

通过俯仰向空时联合匹配滤波得到方位向 3 路距离脉压输出,每一路都包含 3 个子波束对应波形的距离

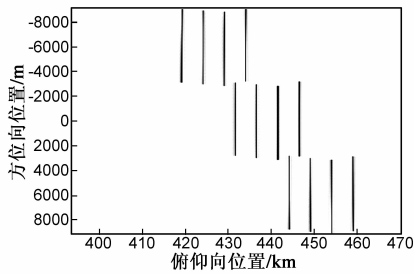
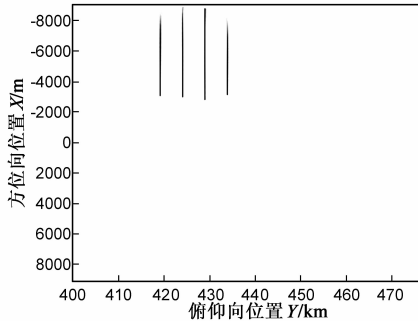
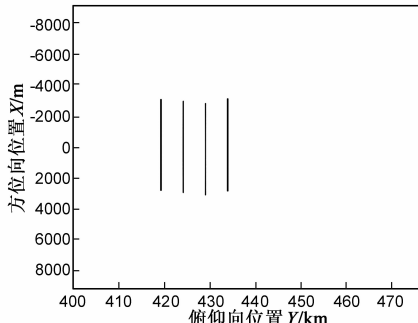


图4 直接作距离脉压后输出

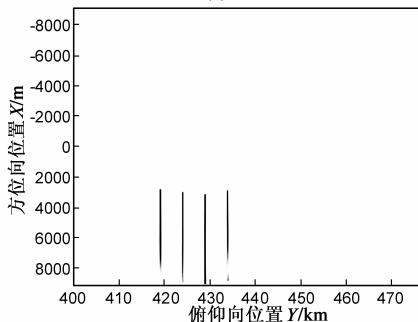
脉压输出,如图 5 所示,可见,俯仰向空时联合匹配滤波后将三个子波束的输出彻底分开.进一步的,将方位向 3 个子孔径的每个子波形的距离脉压输出变换到距离-多普勒域,并利用方位向的 3 个子孔径形成的等效相位中心解多普勒模糊,其方位脉压输出如图 6 所示,方位模糊被完全抑制.事实上,这里即可完成场景无模糊成像,只是方位向多普勒带宽未被全部用于实现方位高分辨.



(a) 波束1



(b) 波束2



(c) 波束3

图5 空时联合匹配滤波输出

将方位向 3 个子波束形成的子多普勒谱进行拼接

形成大带宽多普勒信号,再作方位脉压如图 7 所示,可见其方位分辨率在单个子波束基础上提高了近 3 倍,表明方位向合成大带宽信号的脉压输出比较理想,最终获得成像输出如图 8 所示,完成正确的压缩定位.

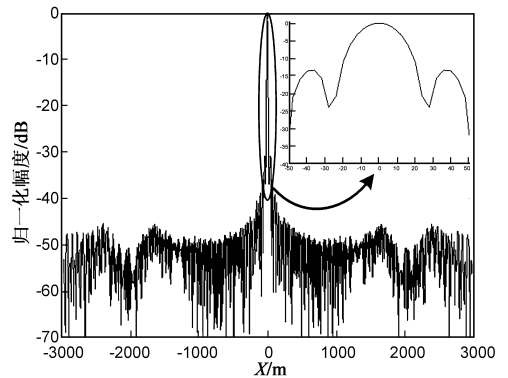


图6 方位向单个子波束解多普勒模糊后压缩输出

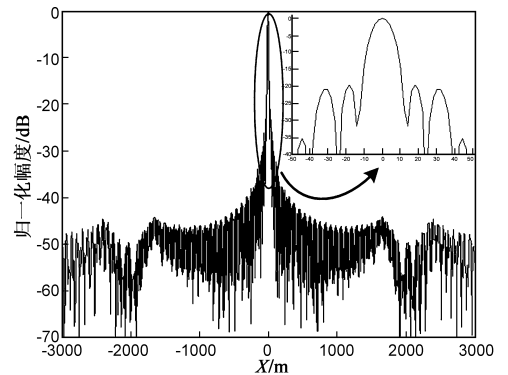


图7 方位向合成大带宽多普勒信号压缩输出

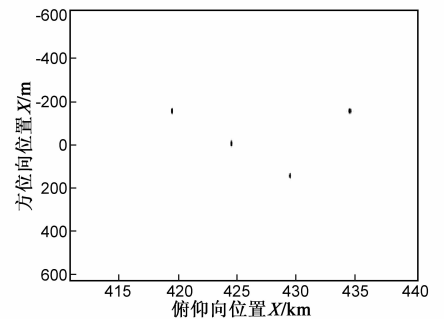


图8 最终成像输出

7 结论

本文分析了方位向多波束-多相位中心的多维波形编码技术,将方位向多波束与多相位中心结合,一方面减小了发射正交编码信号的互相关能量对距离模糊抑制的影响;另一方面提高了系统解模糊能力,改善了系统品质因子.通过对系统主要参数进行分析,论证了系统实现高分辨宽测绘带的能力,仿真结果进一步验证了系统在未大量增加复杂度情况下获得的优越性能.本文对未来星载 SAR 的研究和设计具有一定的指导意义.

参考文献

- [1] Walter G Car Rara, Ron S Go Odman, Ronald M Majewski. Spotlight Synthetic Aperture Radar Signal Processing Algorithms[M]. Boston London: Artech House, 1995.
- [2] Tomiyasu K. Conceptual performance of a satellite borne, wide swath synthetic aperture radar [J]. IEEE Trans Geosci Remote Sens, 1981, GRS-19(2): 108-116.
- [3] Mittermayer J, Lord R, Borner E. Sliding spotlight SAR processing for terraSAR-X using a new formulation of the extended chirp scaling algorithm[A]. Data Archiving and Distribution Technical Committee, IGARSS[C]. Toulouse: ISO TC, 2003. 1462-1466.
- [4] N Gebert, G Krieger, A Moreira. High resolution wide swath SAR imaging with digital beamforming-performance analysis, optimization and system design[A]. Proc EUSAR[C]. Dresden, Germany: EUSAR, 2006. 341-344.
- [5] Wangwenqing. Application of MIMO technique for aerospace remote sensing[A]. Proceedings of the IEEE Aerospace Conference[C]. Big Sky, USA: IEEE, 2007. 3-10.
- [6] Wangwenqin. Space-time coding MIMO-OFDM SAR for high-resolution imaging [J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2011, 49(8): 3094-3104.
- [7] 武其松, 邢孟道, 刘保昌. 脉内聚束 SAR 方位高分辨率宽测绘带成像 [J]. 西安电子科技大学学报(自然科学版), 2010, 37(4): 676-683.
WU Qi-song, XING Meng-dao, LIU Bao-chang. High azimuth resolution wide swath imaging based on the intrapulse spotlight SAR [J]. Journal of Xidian University, 2010, 37(4): 676-683. (in Chinese)
- [8] 武其松, 邢孟道, 刘保昌. 面阵 MIMO-SAR 大测绘带成像 [J]. 电子学报, 2010, 38(4): 817-824.
WU Qi-song, XING Meng-dao, LIU Bao-chang. Wide swath Imaging with the plane-array MIMO-SAR system [J]. Acta Electronica Sinica, 2010, 38(4): 817-824. (in Chinese)
- [9] 齐维孔, 禹卫东, 祁海明. 星载 MIMO-SAR 与距离向 DBF 相结合系统研究 [J]. 电子学报, 2010, 38(10): 2251-2257.
QI Wei-kong, YU Wei-dong, QI Hai-ming. Study of the system combining spaceborne MIMO-SAR and elevation DBF [J]. Acta Electronica Sinica, 2010, 38(10): 2251-2257. (in Chinese)
- [10] Gerhard Krieger, Nicolas Gebert, Alberto Moreira. Multidimensional waveform encoding: A new digital beamforming technique for synthetic aperture radar remote sensing [J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2008, 46(1): 31-46.
- [11] Nicolas Gebert, Gerhard Krieger, Alberto Moreira. Digital beamforming on receive: Techniques and optimization strategies for high-resolution wide-swath SAR imaging [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2009, 45(2): 564-592.
- [12] Roberto Vincenti Gatti, Luca Marcaccioli, Roberto Sorrentino. A novel phase-only method for shaped beam synthesis and adaptive nulling [A]. 33rd European Microwave Conference [C]. Munich: IEEE, 2003. 739-742.
- [13] Zeng Xiangneng, Zhang Yongshun, Guo Yiduo. Polyphase coded signal design for MIMO radar using MO-MicPSO [J]. Journal of Systems Engineering and Electronics, 2011, 22(3): 381-386.

作者简介

曾祥能 男, 1983 年生于湖南新宁, 2012 年获电子科学与技术专业博士学位, 现从事新体制雷达设计及信号处理方向博士后研究工作, 主要研究方向: 雷达信号波形编码设计、接收信号处理、波束控制及其最优化设计。

E-mail: zengxiangneng103@163.com

刘宪勋 男, 1967 年生, 工学硕士, 高级工程师, 主要研究方向为气象雷达系统设计及大气探测应用。

白洁 男, 1968 年生, 理学博士, 高级工程师, 硕士生导师, 主要研究方向为气象雷达系统设计及大气探测应用。

张永顺 男, 1961 年生, 陕西咸阳人, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为气象雷达系统与电子对抗方面的教学与研究工作。