

## 通道失配对多通道子带合成 SAR 性能的影响分析与补偿

郜参观<sup>\*①②</sup> 邓云凯<sup>①</sup> 冯 锦<sup>①</sup>

<sup>①</sup>(中国科学院电子学研究所 北京 100190)

<sup>②</sup>(中国科学院研究生院 北京 100039)

**摘 要:** 通道间的不一致性会降低多通道子带合成 SAR 的成像性能, 必须设法补偿。该文提出了一种基于原始数据的通道间幅相误差的补偿方法。在采集子带合成数据前, 先发射和接收一段单一子带信号, 并利用各通道信号间的多普勒谱关系来提取通道误差。它不需要借助额外的内定标通路, 从而大大简化了系统设计。实测偏置相位中心方向向多波束数据处理结果表明, 这种方法对于子带合成通道间的幅相补偿具有较高的实用性。

**关键词:** 合成孔径雷达; 子带合成; 多通道; 通道失配

中图分类号: TN958

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2012)01-0154-06

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2011.00232

## Influences of Mismatch on the Multi-channel Synthetic-bandwidth SAR System and the Corresponding Correction Measure

Gao Can-guan<sup>①②</sup> Deng Yun-kai<sup>①</sup> Feng Jin<sup>①</sup>

<sup>①</sup>(Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China)

<sup>②</sup>(Graduate University of the Chinese Academy of Sciences, Beijing 100039, China)

**Abstract:** The channel imbalances will reduce the performances of the multi-channel synthetic-bandwidth SAR system, so measures should be taken to correct them. In this paper, a correction method based on the raw data is presented. Before acquiring the synthetic-bandwidth signals, the system is switched to emit and receive single sub-band signals, and then the channel imbalances are extracted from the Doppler spectra between different channels. In the method, the additional inner calibration circuits can be left out, which will simplify the system design. Finally, the practicability of this method is confirmed by the processing of the real data which obtained by the displaced phase center multiple-beam SAR system.

**Key words:** SAR; Synthetic-bandwidth; Multiple-channel; Channel mismatch

### 1 引言

合成孔径雷达(SAR)相对于其它遥感成像方式来说具有全天时、全天候的特点, 因此近年来得到了快速的发展, 出现了适用于多种成像场合的工作模式<sup>[1]</sup>。分辨率是合成孔径雷达的重要指标, 高分辨率 SAR 图像能提供目标的细节信息, 这对于有效的 SAR 图像应用来说是至关重要的<sup>[2]</sup>。SAR 的方位向分辨率可以通过增加合成孔径时间来实现, 而其距离向分辨率与其信号的工作带宽成反比。但受目前器件制造水平的制约, 信号的工作带宽并不能无限地增加。例如要达到厘米级的距离向分辨率, 则要求雷达接收端的 A/D 采样的频率要达到 2 GHz 以上, 这对于星载平台来说还存在相当的困难。

子带合成技术的出现, 从理论上提供了解决上

述困难的一个途径。通常的子带合成技术将满足距离向分辨率要求的大带宽信号分为几个小频带(子带)来处理, 经目标反射后, 接收时再将这几个子带的信号以信号处理的方式合成大带宽信号。目前国内众多机构均开展了这方面的研究。文献[3-5]提出了利用子带合成的方法来减轻 SAR 接收机的频带压力, 并组建了在楼顶平台上的 RoofSAR 系统。德国 FGAN 公司在其 PAMIR(Phased Array Multifunctional Imaging Radar)系统中实现了机载 SAR 子带合成技术的试验<sup>[6,7]</sup>。与此同时, 国内西安电子科技大学等单位也实现了机载 SAR 子带合成试验系统<sup>[8]</sup>。中国科学院电子所等单位积极开展了 SAR 子带合成技术的预先研究, 取得了一些前期成果<sup>[9,10]</sup>。

但是普通的单通道子带合成系统会受到目标空变的影响<sup>[11]</sup>, 因此单通道子带合成时的成像场景的大小会受到很大的制约。为了克服这一困难, 可以

在方位向上设置多孔径接收，以使合成时各子带信号具有重合的等效相位中心。但多通道工作会带来通道间的不一致性问题，且分析表明通道间幅相失配会恶化子带合成的成像质量，这样就有必要在合成前对各通道的幅相特性作必要的补偿。

简单的补偿方法就是在系统中增加额外的内定标回路，通过内定标数据来提取通道间的不一致性信息。但内定标方法增加了系统设计的复杂度，且不能对天线引起的不一致性进行补偿。本文提出的基于原始数据的方法则可以克服内定标方法带来的弊端。在此方法中，先发射和接收约一个合成孔径时间的单子带信号，利用通道间多普勒谱的相位关系来提取相位失配信息。

接下来的内容安排如下：第 2 节对多通道子带合成 SAR 的工作原理作简要阐述；第 3 节分析通道失配对 SAR 成像性能的影响；第 4 节给出基于原始数据的通道失配补偿方法；最后是结束语。

## 2 多通道子带合成 SAR 的基本工作原理

以 3 通道为例，来阐述多通道子带合成 SAR 的基本工作原理，如图 1 所示。假设发射时由中间子孔径或全孔径来发射信号，每 1 个脉冲重复周期内顺次发射和接收其中的 1 个子带的信号，这 3 个子带信号合成后的总带宽满足距离向分辨率的要求。接收信号的等效相位中心用矩形来表示，当雷达移动的速度  $v_p$  满足

$$\frac{v_p}{\text{PRF}} = \frac{d}{2} \quad (1)$$

时，可保证  $N$  个子带的信号在合成时的等效相位中心重合。式(1)中  $d$  为孔径间距，PRF 为雷达脉冲重复频率。当然子带合成也可以由单孔径来完成，此时各子带信号由于在不同的脉冲重复周期内产生，所以合成时各子带信号的等效相位中心是不重合的。由于目标的空变性<sup>[10]</sup>，这种方式相对于多通道方式来说限制了雷达成像场景的大小。其次，其有效的 PRF 也降低了  $N$  倍，这对方位向分辨率的提高是一个很大的制约。

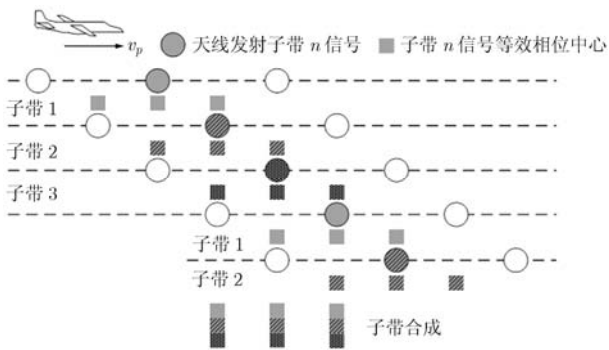


图 1 三通道子带合成 SAR 工作原理示意图

## 3 失配对多通道子带合成 SAR 性能的影响

如图 1 所示，经目标反射后，第  $m$  个子带的接收信号可以表示为

$$s_m(t, \eta) = A_m \exp\{-j4\pi f_m R(\eta)/c\} \cdot \text{rect}\left(\frac{t - 2R(\eta)/c}{T_r}\right) \exp\{j\pi K_r (t - 2R(\eta)/c)^2\} \quad (2)$$

其中  $A_m$  表示与  $m$  子带通道特性相关的参数， $t$  为快时间， $\eta$  为慢时间， $K_r$  为调频率， $R(\eta)$  表示收发等效孔径与目标之间的距离， $f_m$  为  $m$  子带的中心频率， $c$  为光速， $\text{rect}(\bullet)$  为矩形脉冲函数， $T_r$  为发射脉冲宽度。用

$$h(t) = \text{rect}(t/T_r) \exp\{-j\pi K_r t^2\} \quad (3)$$

在频域对各子带信号进行匹配滤波，可得

$$S_{cp\_m}(f) = A_m \exp\{-j4\pi f_m R(\eta)/c\} \cdot \exp\{-j4\pi f R(\eta)/c\} B(f) \quad (4)$$

其中  $B(f)$  为各脉冲压缩信号在频率域相位为零的部分，在用驻定相位法对线性调频信号的频谱作近似时， $B(f)$  为

$$B(f) = \text{rect}\left(\frac{f}{K_r T_r}\right) \quad (5)$$

设各子带信号中心频率相对于宽带信号中心频率的间距分别为

$$\Delta f_m = f_m - f_c \quad (6)$$

对  $S_{cp\_m}(f)$  频移  $\Delta f_m$ ，且叠加频移后的  $m$  个子带信号可得

$$S_{\text{syn}} = \exp\{-j4\pi f_c R(\eta)/c\} \cdot \exp\{-j4\pi f R(\eta)/c\} \sum_{m=0}^{M-1} A_m B(f - \Delta f_m) \quad (7)$$

为分析简化起见，假定各通道特性在合成孔径时间内保持不变，且与频率无关。在此假定下，由式(7)可以看出通道的不平衡对方位向特性不会产生影 响，所以接下来只需考虑其对距离向的影响。如图 2 所示，当各通道的幅度和相位平衡时，对虚线所示的频谱作傅里叶反变换，可得时域脉冲压缩结果为

$$\text{rect}\left(\frac{f}{B}\right) \leftrightarrow \frac{\sin(\pi Bt)}{\pi t} \quad (8)$$

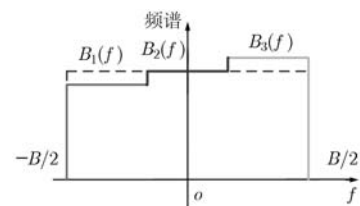


图 2 多个通道间的失配

其时域的 3 dB 分辨率为  $1/B$ 。当通道特性失配时, 傅里叶反变换的结果为

$$\sum_{m=(-M+1)/2}^{(M-1)/2} A_m \text{rect}\left(\frac{f - mB/M}{B/M}\right) \leftrightarrow \frac{\sin(\pi Bt/M)}{\pi t} \cdot \sum_{m=(-M+1)/2}^{(M-1)/2} A_m \exp(j2\pi mBt/M) \quad (9)$$

比较式(9)和式(8)可见, 通道间的不平衡将会影响脉冲压缩结果的分辨率和旁瓣特性。

为了考察通道失配对距离向脉冲压缩的影响, 按照表 1 中给定的参数进行点目标仿真。

表 1 点目标仿真参数

通道数	中心频率	子带带宽	过采样率	子带脉冲宽度
3	9.6 GHz	600 MHz	1.2	6 $\mu$ s

3 个 600 MHz 的子带将合成 1.8 GHz 的带宽。参考图 1, 设右、中、左 3 个子孔径分别称为子孔径 0、子孔径 1、子孔径 2, 其通道特性分别为  $a_0 \exp(j\phi_0)$ ,  $a_1 \exp(j\phi_1)$ ,  $a_2 \exp(j\phi_2)$ 。仿真中, 分别考察幅度不平衡和相位不平衡对成像性能的影响。设各通道的幅度满足  $a_m = a_0(1 - m \cdot \text{Inba}_{\text{am}})$ ,  $m = 0, 1, 2$ , 其中  $\text{Inba}_{\text{am}}$  为度量各通道幅度差异性大小的变量, 这里称为幅度不平衡度。类似地, 设各通道的相位满足  $\phi_m = \phi_0 + m \cdot \text{Inba}_{\text{pha}}$ ,  $m = 0, 1, 2$ , 其中  $\text{Inba}_{\text{pha}}$  为度量各通道相位差异性大小的变量, 称为相位不平衡度。

如图 3 所示为相位不平衡度达到  $30^\circ$  时的距离向脉压波形, 可见由于相位失配, 包括第一旁瓣在内的众多近旁瓣产生了明显的提升, 这也会使得积分旁瓣比变差。图 4 为通道不平衡对分辨率影响的扫描分析, 其中相位不平衡度为  $0^\circ \sim 40^\circ$ , 幅度不平衡度为  $0 \sim 0.2$ 。图中可见相位不平衡对主瓣的影响很小, 而幅度不平衡对主瓣分辨率的影响相对较大。随着幅度不平衡度的增加, 主瓣略有展宽。不

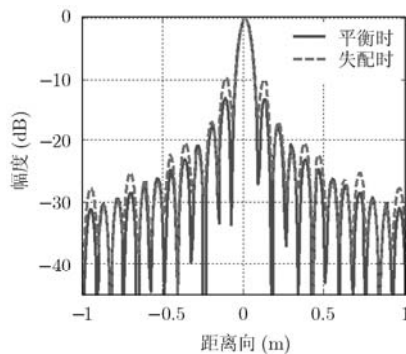


图 3 通道不平衡对距离向脉压波形的影响

平衡度对峰值旁瓣比和积分旁瓣比的影响如图 5 所示。随着相位不平衡度的增大, 峰值旁瓣比和积分旁瓣比逐渐变差。幅度不平衡度的增大使得峰值旁瓣比和积分旁瓣比有所提高, 当然它是以主瓣展宽为代价的。综合图 3~图 5 可以看出, 相位不平衡对脉压指标的影响较为严重, 因此要设法补偿通道间的相位失配。

#### 4 基于多普勒分析的通道失配补偿

根据上节的分析可以看出, 通道间的幅相失配会影响距离向脉压的指标, 特别是相位的不平衡会严重恶化峰值旁瓣比和积分旁瓣比指标。因此, 就有必要在子带合成操作之前对各通道的特性进行适当的补偿。简单的方法就是在系统中增加额外的内定标回路, 并通过内定标数据来提取通道间的失配信息。但内定标方法增加了系统设计的复杂度, 且不能对天线引起的不一致性进行补偿。接下来给出的基于原始数据的方法则可以克服内定标方法带来的弊端。

由于幅度不平衡对成像性能的影响较弱, 因此可以使用较为简单的补偿方法。将各通道的接收数据在合成孔径时间内沿方位向作 FFT, 然后再沿距离向求平均。比较各通道多普勒谱峰值的大小, 并利用此差异即可对通道的幅度失配作很好的补偿。

接下来设法补偿通道间的相位失配。如图 6 所示, 在发射合成所需的子带信号前, 使发射孔径连续发射 1 个合成孔径时间的单一子带信号, 各通道分别作相应接收。这种情况非常类似与偏置相位中心多波束 SAR(displaced phase center multiple-beam SAR) [12]。

现在来分析这种情况下各通道接收信号的相位关系, 以期提取通道间的相位失配信息。假定第  $m$  个通道所接收到的信号为  $s_m(\tau, \eta)$ , 其中  $\tau$  为快时间变量,  $\eta$  为慢时间变量。设雷达载体前端的 0 通道为参考通道, 它所接收的基带信号  $s_0(\tau, \eta)$  可表示为

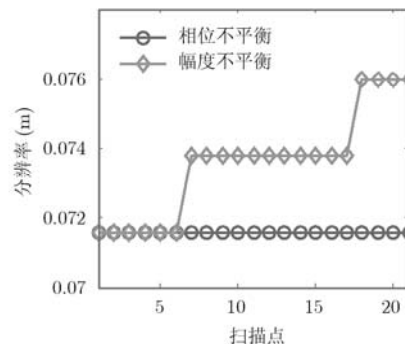


图 4 通道不平衡对分辨率的影响

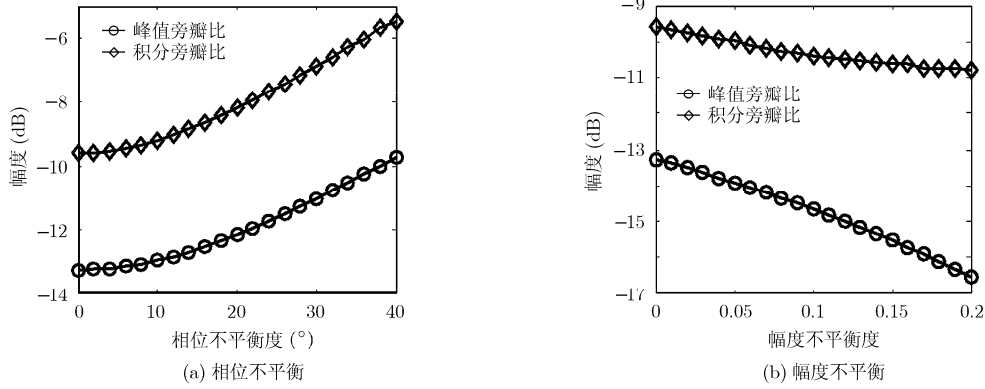


图5 通道不平衡度对脉冲压缩指标的影响

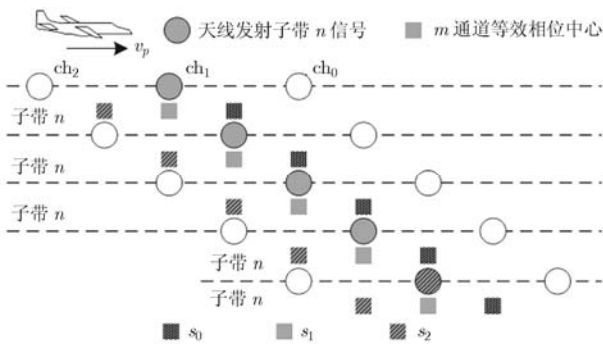


图6 发射单子带信号时各通道信号的相位关系

$$s_0(\tau, \eta) = a_0 e^{j\phi_0} \iint_A \sigma(x, y) \exp\{-j4\pi f_0 R(x, y, \eta)/c\} \cdot s_t(\tau - 2R(x, y, \eta)/c) dx dy + n_0(\tau, \eta) \quad (10)$$

其中  $a_0$ ,  $\phi_0$  分别表示参考通道的幅度特性和相位特性,  $\sigma(x, y)$  为散射函数,  $f_0$  为载波频率,  $R(x, y, \eta)$  为参考孔径与目标间的距离,  $s_t(\tau)$  为发射基带信号,  $n_0(\tau, \eta)$  表示参考通道的加性噪声, 假定它与发射信号和其它通道噪声不相关。根据各通道在慢时间上的时延关系, 第  $m$  个通道的接收信号可以表示为

$$s_m(\tau, \eta) = a_m e^{j\phi_m} \iint_A \sigma(x, y) \exp\left\{-j4\pi f_0 R\left(x, y, \eta - m \frac{2v_p}{d}\right)/c\right\} \cdot s_t\left(\tau - 2R\left(x, y, \eta - m \frac{2v_p}{d}\right)/c\right) dx dy + n_m(\tau, \eta) \quad (11)$$

其中  $v_p$  为雷达载体移动速度,  $d$  为实孔径间距, 等效接收孔径间的距离为  $d/2$ ,  $a_m$ ,  $\phi_m$  分别表示第  $m$  个通道的幅度特性和相位特性,  $n_m(\tau, \eta)$  为第  $m$  个通道的加性噪声。在各通道噪声可忽略的情况下, 对各通道的接收数据作方位向 FFT 变换。由式(10)和式(11)可得, 各通道的多普勒谱与参考通道多普勒谱间的关系满足

$$\text{phase}\left(S_m(\tau, f_\eta) S_0^*(\tau, f_\eta)\right) = -(4\pi m v_p / d) f_\eta + (\phi_m - \phi_0) \quad (12)$$

其中  $\text{phase}(\bullet)$  表示取相位运算,  $S_m(\tau, f_\eta)$  为  $s_m(\tau, \eta)$  的方位向傅里叶变换。

由式(12)可以看出, 当各通道的多普勒谱与参考通道的多普勒谱共轭相乘时, 所得相位曲线为一个负斜率的直线。且各通道间不存在相位误差时, 直线谱过多普勒零点。另一方面, 当通道间存在相位误差时, 谱线由于通道间的相位失配会偏离多普勒零点。

但在工程实现上, 由于此时距离向和方位向上没有采取脉冲压缩处理, 所以实际上各接收通道的信噪比不可能很高, 因此上述的相位谱线会由于噪声的影响而远远偏离直线谱。为了提高接收信号信噪比, 可对接收信号作距离向脉冲压缩, 脉冲压缩后第  $m$  个通道的接收信号可以表示为

$$s_m^{\text{comp}}(\tau, \eta) = a_m e^{j\phi_m} \iint_A \sigma(x, y) \exp\left\{-j4\pi f_0 R\left(x, y, \eta - m \frac{2v_p}{d}\right)/c\right\} \cdot s_t^{\text{comp}}\left(\tau - 2R\left(x, y, \eta - m \frac{2v_p}{d}\right)/c\right) dx dy + n_m^{\text{comp}}(\tau, \eta) \quad (13)$$

其中, 上标“comp”表示相应项脉冲压缩后的结果。对  $m$  通道和参考通道的压缩后信号分别作方位向傅里叶变换可得

$$S_m^{\text{comp}}(\tau, f_\eta) = a_m e^{j\phi_m} P(\tau, f_\eta) \exp\{-j4\pi f_\eta m v_p / d\} + N_m^{\text{comp}}(\tau, f_\eta) \quad (14)$$

$$S_0^{\text{comp}}(\tau, f_\eta) = a_0 e^{j\phi_0} P(\tau, f_\eta) + N_0^{\text{comp}}(\tau, f_\eta) \quad (15)$$

其中  $N_m^{\text{comp}}(\tau, f_\eta)$  为  $n_m^{\text{comp}}(\tau, \eta)$  的方位向傅里叶变换,  $P(\tau, f_\eta)$  为

$$p(\tau, \eta) = \iint_A \sigma(x, y) \exp\{-j4\pi f_0 R(x, y, \eta)/c\} \cdot s_t^{\text{comp}}(\tau) dx dy \quad (16)$$

的方位向傅里叶变换。将式(14)与式(15)的共轭相乘, 可得

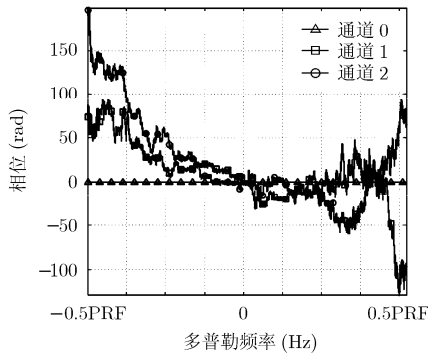
$$\begin{aligned}
& S_m^{\text{comp}}(\tau, f_\eta) (S_0^{\text{comp}}(\tau, f_\eta))^* \\
&= a_m a_0 e^{j(\phi_m - \phi_0)} \left| p(\tau, f_\eta) \right|^2 \exp \left\{ -j4\pi f_\eta m v_p / d \right\} \\
&\quad + a_m e^{j\phi_m} p(\tau, f_\eta) \exp \left\{ -j4\pi f_\eta m v_p / d \right\} \\
&\quad \cdot \left( N_0^{\text{comp}}(\tau, f_\eta) \right)^* + a_0 e^{-j\phi_0} p^*(\tau, f_\eta) N_m^{\text{comp}}(\tau, f_\eta) \\
&\quad + N_m^{\text{comp}}(\tau, f_\eta) \left( N_0^{\text{comp}}(\tau, f_\eta) \right)^* \quad (17)
\end{aligned}$$

若距离向脉冲压缩后各通道信号的信噪比足够大, 则式(17)中的后3项可忽略。否则, 仍需作进一步处理, 这里采用距离向平均的办法来进一步提高信噪比, 即

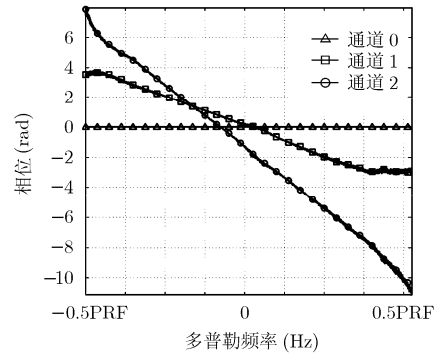
$$\begin{aligned}
& E^\tau \left\{ S_m^{\text{comp}}(\tau, f_\eta) (S_0^{\text{comp}}(\tau, f_\eta))^* \right\} \\
&\approx E^\tau \left\{ \left| p(\tau, f_\eta) \right|^2 \right\} a_m a_0 e^{j(\phi_m - \phi_0)} \exp \left\{ -j4\pi f_\eta m v_p / d \right\} \quad (18)
\end{aligned}$$

其中  $E^\tau \{\bullet\}$  表示距离向上的平均操作。式(18)之所以成立, 是利用了通道噪声间及通道噪声与发射信号不相关的假设。对式(18)取相位, 可得与式(12)相似的关系式

$$\begin{aligned}
& \text{phase} \left( E^\tau \left\{ S_m^{\text{comp}}(\tau, f_\eta) (S_0^{\text{comp}}(\tau, f_\eta))^* \right\} \right) \\
&\approx -\left( 4\pi m v_p / d \right) f_\eta + (\phi_m - \phi_0) \quad (19)
\end{aligned}$$



(a) 无附加处理时任意距离门的多普勒相位



(b) 脉冲压缩和平均处理后的多普勒相位

图7 基于实测数据的多普勒谱分析

表2 基于原始数据的通道失配补偿的主要步骤

- (1) 发射和接收约一个合成孔径时间的单子带信号, 产生用于补偿通道失配的预补偿数据;
- (2) 对预补偿数据作距离向脉冲压缩;
- (3) 对各通道的预补偿数据作方位向 FFT, 与参考通道的数据共轭相乘;
- (4) 对第(3)步的数据整体或分块作距离向平均;
- (5) 由各通道的多普勒谱提取通道的幅相失配信息; 利用通道的失配信息对通道作补偿;
- (6) 切换到正常的子带合成模式及子带合成成像处理。

为了验证这种方法的正确性, 作了3通道的误差补偿实测数据处理, 为3通道机载偏置相位中心多波束 SAR 系统所采集。如图7所示, 分别给出了无处理和采取了处理两种情况下的多普勒相位谱。从图7(a)可以看出, 在没有采取任何措施时, 由于噪声的影响, 相位谱线明显不具有直线的特征。当进行距离向脉冲压缩且对1000个距离门作平均后, 相位谱线已经比较接近直线, 如图7(b)所示, 这样就可由相位谱反推通道相位误差。在表2中给出了较完整的通道失配补偿算法的流程。需要指出的是, 这种方法已用于偏置相位中心多波束 SAR 的通道间的失配补偿, 且具有较好的补偿效果。

## 5 结束语

多通道子带合成技术可以克服 SAR 的工作带宽与器件制造水平之间的矛盾, 同时不会降低 SAR 的方位向有效 PRF。但该文的分析表明, 通道间的幅相失配会恶化距离向上的成像性能。该文提出的基于 SAR 原始数据的通道失配补偿方法, 它不需要借助额外的内定标回路, 从而简化了雷达系统的设计且能补偿天线所带来的失配。实测数据分析均表明这种方法对于子带合成的多通道失配补偿简单、可行。

## 参考文献

- [1] Cumming I and Wong F 著. 洪文, 胡东辉, 等译. 合成孔径雷达成像—算法与实现[M]. 北京: 电子工业出版社, 2007: 2-3.
- [2] 袁孝康. 星载合成孔径雷达导论(第1版)[M]. 北京: 国防工业出版社, 2005: 28.
- [3] Lord R and Inngs M. High resolution SAR processing using stepped frequencies[C]. IEEE Geoscience Remote Sensing Symposium, Singapore, 1997: 490-492.
- [4] Wilkinson A, Lord R, and Inngs M. Stepped-frequency processing by reconstruction of target reflectivity

- spectrum[C]. IEEE South African Symposium on Communications and Signal Processing(COMSIG'98), Cape Town, 1998: 101-104.
- [5] Nel W, Tait J, Lord R, *et al.* The use of frequency domain stepped frequency technique to obtain high range resolution on the CSIR X-band SAR system[C]. 2002 IEEE Africon-6th Africon Conference in Africa, George, 2002: 327-332.
- [6] Ender J and Brenner A. PAMIR — a wideband phased array SAR/MTI system[J]. *IEE Proceedings Radar Sonar and Navigation*, 2003, 150(3): 165-172.
- [7] Ender J, Berens P, Brenner A, *et al.* Multichannel SAR/MTI system development at FGAN: from AER to PAMIR[C]. IEEE Geoscience Remote Sensing Symposium, Toronto, 2002: 1697-1701.
- [8] Zhou Li-juan, Xing Meng-dao, and Sun Hai-ping. Synthetic bandwidth method integrated with characteristics of SAR[C]. CIE International Conference on Radar, Shanghai, 2006: 1-4.
- [9] 宋岳鹏, 柳祥乐, 杨汝良. 合成孔径雷达成像中频带分割与子带处理技术研究[J]. 电子与信息学报, 2009, 31(1): 152-155.  
Song Yue-peng, Liu Xiang-le, and Yang Ru-liang. Study on intersection of spectrum and sub-band processing technique in synthetic aperture radar imaging[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2009, 31(1): 152-155.
- [10] 夏玉立, 雷宏, 黄瑶. 分布式小卫星多中心频率 SAR 实现宽域二维高分辨率成像[J]. 电子与信息学报, 2009, 31(2): 501-504.  
Xia Yu-li, Lei Hong, and Huang Yao. Using multi-central frequency distributed small satellite SAR to achieve wide swath and two dimensional high resolution [J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2009, 31(2): 501-504.
- [11] Nie Xin, Zhu Dai-yin, Mao Xin-hua, *et al.* Application of the frequency-domain synthetic bandwidth approach in polar format algorithm[C]. IEEE Radar Conference, California, 2009: 1-5.
- [12] Gebert N and Krieger G. Azimuth phase center adaptation on transmit for high-resolution wide-swath SAR image [J]. *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, 2009, 6(4): 782-786.
- 郜参观: 男, 1975 年生, 博士生, 研究方向为合成孔径雷达系统仿真技术。  
邓云凯: 男, 1962 年生, 研究员, 博士生导师, 长期从事合成孔径雷达系统设计和微波技术的研究。  
冯 锦: 男, 1970 年生, 副研究员, 长期从事合成孔径雷达成像处理技术的研究。