

## 基于回波数据的超高分辨率 SAR 通道相位误差估计与补偿

胡建民<sup>\*①②</sup> 王岩飞<sup>①</sup> 李和平<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:** 为提高 SAR 系统的距离分辨率, 采用多通道合成的方法来提高信号带宽是当前采用的主要技术手段之一。针对多通道之间相位失配的问题, 该文提出一种基于回波数据的通道相位误差估计与补偿方法。首先, 建立通道相位误差的多项式模型, 对通道内高阶误差进行估计和补偿; 然后, 在多通道合成的过程中对通道间残留的低阶误差再次进行估计和补偿。以压缩脉冲聚焦效果最优为目标, 建立通道相位误差的最优化估计模型。该方法针对多通道合成的实际情况对误差估计与补偿的过程进行分解, 并且数据处理中只需抽取少量回波数据作为样本, 因而具有效率高、收敛速度快的优点。通过对八通道实际数据的处理和分析, 验证了该方法的有效性。

**关键词:** 合成孔径雷达; 超高分辨率; 通道相位误差; 多通道合成; 估计与补偿

中图分类号: TN958

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2012)07-1602-07

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2011.01080

## Channel Phase Error Estimation and Compensation for Ultra-high Resolution SAR Based on Echo Data

Hu Jian-min<sup>①②</sup> Wang Yan-fei<sup>①</sup> Li He-ping<sup>①</sup>

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

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

**Abstract:** For the purpose of improving range resolution of SAR system, one of the main technical approaches is to increase the signal bandwidth by means of multi-channel synthesis. Considering the issue of phase mismatch among multi-channels, channel phase error estimation and compensation method based on echo data is proposed in this paper. Firstly, the polynomial model for channel phase error is established and high-order inner-channel error is then estimated and compensated. Secondly, the residual low-order inter-channel phase error is then estimated and compensated in the procedure of multi-channel synthesis. Aiming to optimize the focus effect of compressed pulse, the optimization estimation model for channel phase error is established. According to the actual case of multi-channel synthesis, the method decomposes the procedure of error estimation and compensation and only a few echo data are required for the data process in addition, which results in the advantage of high efficiency and fast convergence speed. The effectiveness is validated by the process and analysis of real eight-channel raw data.

**Key words:** SAR; Ultra-high resolution; Channel phase error; Multi-channel synthesis; Estimation and compensation

### 1 引言

随着数字处理技术和无线电技术的快速发展, 高精度的军事侦察、武器制导和地形测绘对 SAR 系统分辨率提出越来越高的要求, 超高分辨率 SAR 系统的研制也引起世界各国的广泛关注并取得一系列的技术突破<sup>[1-3]</sup>。目前国外公开报道的机载 SAR 系统分辨率已达到厘米量级, 在功能上也正向多模式、多体制<sup>[4,5]</sup>和更高分辨率<sup>[6]</sup>发展。

为提高 SAR 系统的距离分辨率, 多通道合成是当前采用的主要技术手段之一<sup>[1-3]</sup>。本文研究的多通道超高分辨率 SAR 系统直接产生和发射带宽为 3.2 GHz 的 Ku 波段宽带信号, 采用频带分割的方法对回波信号进行频域多通道接收。该方案可以降低对单通道采样的要求, 但也带来了各接收通道幅相特性难以保持一致的问题。文献[7]提出的内定标方法虽然能够有效补偿内部环路引起的幅相误差, 但对接收通道更多和信号带宽更大的系统而言, 外部环路幅相畸变引起的通道误差也是不可忽视的; 采用外标定体(如角反射器、有源定标器等)也可以对

2011-10-19 收到, 2012-01-11 改回

中国科学院知识创新项目(KGCX2-SW-414)资助课题

\*通信作者: 胡建民 hujm1982@yahoo.com.cn

实际系统进行辐射、极化和几何校正<sup>[8]</sup>，但却会受到成像场景类型和定标设备精度的制约。这种由内部环路和外部环路幅相畸变引起的多通道相位失配的问题，限制了实际系统距离分辨率的提高。

针对实际系统多通道间相位失配的问题，本文提出一种基于回波数据的通道相位误差估计与补偿方法。首先，建立通道相位误差的多项式模型，对单通道内的高阶误差进行估计和补偿；之后，在多通道合成的过程中对通道间残留的低阶误差再次进行估计和补偿。以压缩脉冲聚焦效果最优为目标，建立相位误差的最优化估计模型。该方法针对多通道合成的实际情况对误差估计与补偿过程进行分解，并且数据处理中只需抽取少量回波数据作为样本，因而具有效率高、收敛速度快的优点。通过对八通道实际数据的处理和分析，验证了本文方法的有效性。

## 2 通道相位误差模型

假设系统直接产生和发射中心频率为  $f_c$ ，带宽为  $B_r$  的宽带线性调频信号，接收机将回波信号频带分割成带宽为  $B$ ，中心频率为  $f_m$  的  $M$  个子带，其中  $B = B_r / M$ ， $f_m = f_c + \Delta f_m$ ， $\Delta f_m = (-(M+1)/2 + m) \times B$ ， $m = 1, 2, \dots, M$ 。子带信号频谱搬移到相同的中频段后被数字接收，经过数字下变频处理得到位于基带的子带信号。

文献[9]给出了理想情况下多通道合成的数据处理流程，然而对实际的多通道SAR系统，必须考虑通道相位失配的问题。假设各通道子带信号已作初步的幅相误差校正，令  $\tilde{F}_m(f_r)$  为匹配滤波后第  $m$  通道的子带频谱， $\phi_m(f_r)$  为各通道补偿的相位误差项，子带频谱相位误差补偿和多通道合成的过程可表示如下：

$$F(f_r) = \sum_{m=1}^M \tilde{F}_m(f_r - \Delta f_m) e^{j\phi_m(f_r - \Delta f_m)} \quad (1)$$

脉冲体制下，实际数据在距离向和方位向是2维离散采样的，令系统等效采样率为  $F_s$ ，距离向采样点个数为  $N$ ，式(1)中需要估计的变量个数为  $M \times N$  个。在宽测绘带宽和  $M \gg 2$  的情况下，要直接估计未知变量  $\phi_m(f_r)$  是非常困难的，下文将根据实际系统的特点对误差估计的问题进行分解。

考虑到实际系统采用线性调频信号作为发射波形，二次相位是子带信号的主要相位成分，本文采用频域多项式模型来逼近需要补偿的通道相位误差  $\phi_m(f_r)$ ：

$$\phi_m(k) = \phi_m(f_r) \Big|_{f_r=f_s(k)} = \sum_{p=0}^P \psi_p f_r^p(k), \quad k=0, 1, \dots, N-1 \quad (2)$$

式(2)中， $f_r(k) = (k - N/2) \times (F_s / N)$  表示数字化的频率， $k$  表示频域采样点序号， $P$  表示多项式最高阶数。

由文献[10]可知，高阶相位误差会引起压缩脉冲主瓣展宽、左右旁瓣不对称等能量散焦的问题，低阶相位误差使压缩脉冲产生不同的固定相位偏置和位置偏移，进而影响多通道合成的压缩脉冲聚焦效果。根据通道相位误差与压缩脉冲聚焦效果的这一重要关系，可将式(2)所示的误差多项式分解如下：

$$\phi_m(k) = \phi_{m,H}(k) + \phi_{m,L}(k) \quad (3)$$

式中  $\phi_{m,H}(k) = \sum_{p=2}^P \psi_{m,p} f_r^p(k)$  表示通道内高阶相位误差(简称为通道内高阶误差)， $\phi_{m,L}(k) = \psi_{m,0} + \psi_{m,1} f_r(k)$  表示通道间低阶相位误差(简称为通道间低阶误差)。下文将以压缩脉冲图像的亮度对比度<sup>[11,12]</sup>作为衡量误差补偿效果的目标函数，分别对通道内高阶误差和通道间低阶误差的估计与补偿展开讨论。

## 3 通道相位误差估计与补偿

### 3.1 通道内高阶误差估计

从回波数据中抽取  $I$  条数据作为误差估计的样本，令  $\tilde{F}_{m,i}(k)$  为第  $i$  ( $i = 0, 1, \dots, I-1$ ) 条回波数据的数字化频谱，如图1所示，对  $\tilde{F}_{m,i}(k)$  补偿高阶误差  $\phi_{m,H}(k)$ ，误差补偿后的子带频谱  $F_{m,i}(k)$  和子带压缩脉冲  $f_{m,i}(n)$  可表示如下：

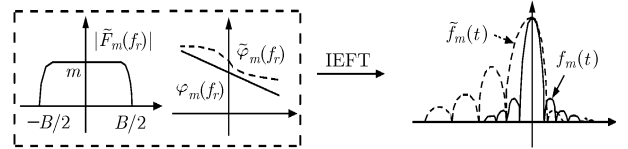


图1 通道内高阶误差估计和补偿示意图

$$F_{m,i}(k) = \tilde{F}_{m,i}(k) e^{j\phi_{m,H}(k)} \quad (4a)$$

$$f_{m,i}(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} F_{m,i}(k) e^{j\frac{2\pi}{N}nk} \quad (4b)$$

式(4b)中， $f_{m,i}(n)$  表示高阶误差补偿后样本压缩脉冲形成的复图像。

通道内高阶误差补偿后，子带压缩脉冲图像  $f_{m,i}(n)$  的亮度对比度函数  $C_m$  可定义为

$$\mu_{m,i} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |f_{m,i}(n)|^2 = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} f_{m,i}(n) f_{m,i}^*(n) \quad (5a)$$

$$\sigma_{m,i} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} (|f_{m,i}(n)|^2 - \mu_{m,i})^2} \quad (5b)$$

$$C_m = \frac{1}{I} \sum_{i=0}^{I-1} \frac{\sigma_{m,i}}{\mu_{m,i}} \quad (5c)$$

式中  $|f_{m,i}(n)|^2$  表示像素点亮度， $\mu_{m,i}$  和  $\sigma_{m,i}$  分别表

示第  $i$  条压缩脉冲的亮度均值和亮度标准差。

由图 1 可见, 通道内高阶误差补偿得越精确, 子带压缩脉冲的聚焦效果就越好, 压缩脉冲的能量就越集中, 图像的对比度也越高, 反之亦然。当样本压缩脉冲图像的对比度达到最优时, 认为该通道压缩脉冲的聚焦效果达到最优, 通道内高阶误差估计的准确程度最好。

以压缩脉冲图像的亮度对比度  $C_m$  作为目标函数, 以式(3)中的高阶误差多项式系数  $\{\psi_{m,2}, \psi_{m,3}, \dots, \psi_{m,P}\}$  为估计变量, 建立通道内高阶误差的最优化估计模型。

$$\begin{aligned} & \{\hat{\psi}_{m,2}, \hat{\psi}_{m,3}, \dots, \hat{\psi}_{m,P}\} \\ & = \arg \min_{\{\psi_{m,2}, \psi_{m,3}, \dots, \psi_{m,P}\}} \{-C_m(\psi_{m,2}, \psi_{m,3}, \dots, \psi_{m,P})\} \quad (6) \end{aligned}$$

为快速求解式(6)所示的无约束最优化问题, 下文给出目标函数  $C_m$  对高阶系数的梯度解析式:

$$\begin{aligned} \frac{\partial C_m}{\partial \psi_{m,p}} & = \sum_{k=0}^{N-1} \frac{\partial C_m}{\partial \phi_{m,H}(k)} \frac{\partial \phi_{m,H}(k)}{\partial \psi_{m,p}} \\ & = \sum_{i=0}^{I-1} \frac{2}{N^2 I \sigma_{m,i}} \operatorname{Im} \left[ \sum_{k=0}^{N-1} F_{m,i}^*(k) Q_{m,i}(k) f^p(k) \right], \\ & \quad p = 2, 3, \dots, P \quad (7) \end{aligned}$$

式中, 中间变量  $Q_{m,i}(k) = \sum_{n=0}^{N-1} |f_{m,i}(n)|^2 f_{m,i}(n) e^{-j\frac{2\pi}{N}nk}$ , 可利用 FFT 进行快速计算。

由式(5c)给出的目标函数和式(7)给出的梯度向量, 利用无约束最优化中的 BFGS 算法<sup>[13]</sup>对式(6)的最优解进行快速搜索, 可得高阶系数的最优估计值  $\{\hat{\psi}_{m,2}, \hat{\psi}_{m,3}, \dots, \hat{\psi}_{m,P}\}$ , 代入式(2)可得通道内高阶误差的最优估计值  $\hat{\phi}_{m,H}(k)$ 。最后由式(4a), (4b), 得到通道内高阶误差补偿后的子带谱  $F_{m,i}(k)$  和能量聚焦良好的子带压缩脉冲  $f_{m,i}(n)$ 。

### 3.2 二通道间低阶误差估计

通道内高阶误差补偿后, 还需要对残留的低阶误差再次进行估计。以相邻的第  $m$  通道和第  $m+1$  通道为例, 二通道间低阶误差估计和补偿如图 2 所示。对高阶误差补偿后的子带谱  $F_{m,i}(k)$  和  $F_{m+1,i}(k)$ , 频带拼接之前需要分别频谱搬移到中心频率为  $\Delta F_m$  和  $\Delta F_{m+1}$  的位置。在数字域, 频谱搬移可用循环圆移来实现:

$$\tilde{G}_{m,i}(k) = F_{m,i}((k - \Delta k_m))_N \quad (8a)$$

$$\tilde{G}_{m+1,i}(k) = F_{m+1,i}((k - \Delta k_{m+1}))_N \quad (8b)$$

式中,  $\Delta k_m = N \times (\Delta F_m / F_s)$ ,  $\Delta k_{m+1} = N \times (\Delta F_{m+1} / F_s)$ 。

如图 2 所示, 对二通道间低阶误差的估计进行简化处理: 以频谱搬移后的子带谱  $\tilde{G}_{m+1,i}(k)$  作为参考, 不改变其相频特性, 对子带谱  $\tilde{G}_{m+1,i}(k)$  补偿一个二通道间的低阶误差项  $\phi_{(m,m+1)}(k)$ , 二通道合成的过程可表示如下:

$$G_{m,i}(k) = \tilde{G}_{m,i}(k) e^{j\phi_{(m,m+1)}(k)} \quad (9a)$$

$$\phi_{(m,m+1)}(k) = \psi_{(m,m+1),0} + \psi_{(m,m+1),1} (f_r(k) - \Delta F_m) \quad (9b)$$

$$F_{(m,m+1),i}(k) = G_{m,i}(k) + \tilde{G}_{m+1,i}(k) \quad (9c)$$

$$f_{(m,m+1),i}(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} F_{(m,m+1),i}(k) e^{j\frac{2\pi}{N}nk} \quad (9d)$$

式(9c), (9d)中,  $F_{(m,m+1),i}(k)$  和  $f_{(m,m+1),i}(n)$  分别表示二通道合成的信号谱和压缩脉冲。当然, 也可以选  $\tilde{G}_{m,i}(k)$  作为参考通道, 调整  $\tilde{G}_{m+1,i}(k)$  的低阶相位使二通道相位匹配, 二者目的是一样的, 区别是二通道合成后的低阶相位有所不同, 不会对分辨率造成影响。

压缩脉冲图像  $f_{(m,m+1),i}(n)$  的亮度对比度  $C_{(m,m+1)}$  可定义如下:

$$\begin{aligned} \mu_{(m,m+1),i} & = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |f_{(m,m+1),i}(n)|^2 \\ & = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} f_{(m,m+1),i}(n) f_{(m,m+1),i}^*(n) \quad (10a) \end{aligned}$$

$$\sigma_{(m,m+1),i} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} (|f_{(m,m+1),i}(n)|^2 - \mu_{(m,m+1),i})^2} \quad (10b)$$

$$C_{(m,m+1)} = \frac{1}{I} \sum_{i=0}^{I-1} \frac{\sigma_{(m,m+1),i}}{\mu_{(m,m+1),i}} \quad (10c)$$

式(10a)-(10b)中,  $|f_{(m,m+1),i}(n)|^2$  表示像素点亮度,  $\mu_{(m,m+1),i}$  和  $\sigma_{(m,m+1),i}$  表示第  $i$  条压缩脉冲的亮度均值和亮度标准差。

由图 2 可见, 二通道间低阶误差补偿得越准确, 二通道合成的压缩脉冲聚焦效果就越好, 图像的对比度也越高; 如果忽略通道间的低阶误差直接合成

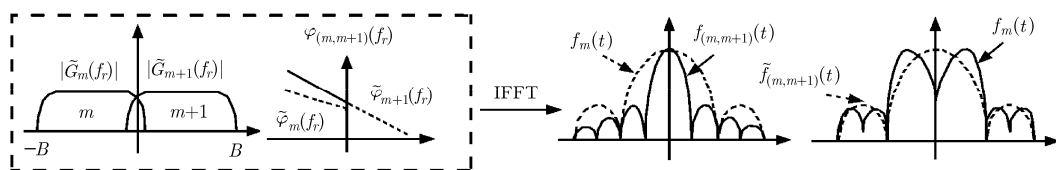


图 2 二通道间低阶误差估计和补偿示意图

二通道频谱，子带能量无法在相同的位置聚焦，真实的目标信息也无法分辨。当样本压缩脉冲图像的对比度达到最优时，压缩脉冲的聚焦效果达到最优，二通道间低阶误差估计的准确程度最好。

以亮度对比度  $C_{(m,m+1)}$  为目标函数，以式(9b)中的低阶误差系数  $\{\psi_{(m,m+1),0}, \psi_{(m,m+1),1}\}$  为估计变量，建立二通道间低阶误差的最优化估计模型：

$$\begin{aligned} & \{\hat{\psi}_{(m,m+1),0}, \hat{\psi}_{(m,m+1),1}\} \\ &= \arg \min_{\{\psi_{(m,m+1),0}, \psi_{(m,m+1),1}\}} \left\{ -C_{(m,m+1)}(\psi_{(m,m+1),0}, \psi_{(m,m+1),1}) \right\} \end{aligned} \quad (11)$$

为快速求解式(11)所示的无约束最优化问题，本文同样给出了目标函数  $C_{(m,m+1)}$  对低阶误差系数的梯度向量：

$$\begin{aligned} & \frac{\partial C_{(m,m+1)}}{\partial \psi_{(m,m+1),p}} \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} \frac{\partial C_{(m,m+1)}}{\partial \phi_{(m,m+1),L}(k)} \frac{\partial \phi_{(m,m+1),L}(k)}{\partial \psi_{(m,m+1),p}} \\ &= \sum_{i=0}^{I-1} \text{Im} \left( \sum_{k=0}^{N-1} G_{m,i}^*(k) W_{(m,m+1),i}(k) (f_r(k) - \Delta F_m)^p \right), \\ & \quad p = 0, 1 \end{aligned} \quad (12a)$$

$$W_{(m,m+1),i}(k) = \gamma_i Q_{(m,m+1),i}(k) + \beta_i \tilde{G}_{m+1,i}(k) \quad (12b)$$

$$\begin{aligned} \beta_i &= \frac{2}{N^2 I \mu_{(m,m+1),i} \sigma_{(m,m+1),i}}, \\ \gamma_i &= -\frac{2}{N^2 I} \left( \frac{1}{\sigma_{(m,m+1),i}} + \frac{\sigma_{(m,m+1),i}}{\mu_{(m,m+1),i}^2} \right) \end{aligned} \quad (12c)$$

式(12b)中，中间变量

$$Q_{(m,m+1),i}(k) = \sum_{n=0}^{N-1} |f_{(m,m+1),i}(n)|^2 f_{(m,m+1),i}(n) e^{-j \frac{2\pi}{N} nk}$$

同样可以利用 FFT 进行快速计算。

由式(10c)给出的目标函数和式(12a)给出的梯度向量，同样可以利用无约束最优化中的 BFGS 算法<sup>[13]</sup>对式(11)进行快速求解，得到低阶误差系数的最优估计值  $\{\hat{\psi}_{(m,m+1),0}, \hat{\psi}_{(m,m+1),1}\}$ ，代入式(9b)可得二通道间低阶误差的最优估计值  $\hat{\phi}_{(m,m+1)}(k)$ 。最后由式(9c), (9d)，可得能量聚焦良好、分辨率提高 1 倍的压缩脉冲。

### 3.3 树形结构实现多通道合成

3.2 节介绍的方法只能估计相邻两通道间的低阶误差，当实际系统接收通道的个数  $M \gg 2$  时，本文按照如图 3 所示的树形结构实现多通道合成。首先，将  $M$  个接收通道分成  $M/2$  组，相邻两个通道的子带频谱  $F_{m,i}(k)$  和  $F_{m+1,i}(k)$  为一组 ( $m = 1, 3, \dots$ ,

$M-1$ )，分组完成后，估计二通道间的低阶误差  $\hat{\phi}_{(m,m+1)}(k)$ ，误差补偿后二通道合成，得到  $M/2$  个子带频谱  $F_{(m,m+1),i}(k)$ ；其次，把二通道合成的子带频谱  $F_{(1,2),i}(k), \dots, F_{(M-1,M),i}(k)$  分成  $M/4$  组，按相同的方法估计二通道间的低阶误差，误差补偿后二通道合成，得到  $M/4$  个四通道合成的子带谱；最后，依此类推，按照树形结构实现多通道合成，得到  $M$  通道合成的信号频谱  $F(k)$ 。需要注意的是，二通道合成后信号频谱的带宽会成倍展宽，误差估计时频谱搬移的中心频率  $\Delta F_m$  和  $\Delta F_{m+1}$  需要作相应的调整；另外，也可以采用不同的组合对各接收通道进行多通道合成，但最终要达到的效果是一致的，此处不再赘述。

## 4 实际数据处理

以 2008 年陕西省汉中市飞行试验采集的八通道数据为例，对通道相位误差进行估计和补偿，通过多通道合成实现距离向高分辨。为验证方法的有效性，分别对子带信号和多通道合成的信号进行成像处理<sup>[14-16]</sup>。实际系统参数如表 1 所示。

表 1 实际系统参数

信号脉宽	8 $\mu\text{s}$	信号总带宽	3.2 GHz
信号波段	Ku 波段	飞行模式	条带模式
接收通道数	8	单通道子带带宽	400 MHz
距离分辨率	优于 0.1 m	测绘带宽	>2 km

### 4.1 通道相位误差估计

为避免多通道合成时出现频谱混叠，以 1.25 倍的过采样率对子带信号插值升采样，系统等效采样率为 4 GHz。从 8 个接收通道中抽取能量最强的一段回波数据作为样本，设定通道内高阶误差的阶数  $P = 5$ ，算法迭代过程中目标函数搜索曲线如图 4(a), 4(b)所示。由图 4(a)可见，通道内高阶误差估计时，算法迭代 5 次左右就非常接近最优解，15 次以内都能收敛到最优解；再由图 4(b)可知，树形结构多通道合成时，算法迭代 3 次左右就很接近收敛的状态，迭代 11 次以内都能达到收敛的状态，且迭代次数不受带宽的影响。由图 4 中曲线的变化趋势可知，通道相位误差估计时算法具有很快的收敛速度。

### 4.2 压缩脉冲聚焦效果分析

抽取  $530 \times 300$  像素的压缩脉冲子块图像，图像中包含 1, 2 所示的两个强点目标的距离徙动曲线，通道相位误差补偿前后的对比效果如图 5(a)-5(h)所示。

首先以第 1 通道 ( $m = 1$ ) 为例，对比图 5(a), 5(e)

可见，未补偿高阶误差的子带压缩脉冲严重散焦，曲线的边缘轮廓基本无法分辨；高阶误差补偿后，曲线的聚焦效果有明显的改善，图像的亮暗对比也很鲜明，这与图 4(a)中目标函数曲线的变化趋势是一致的。

其次以二通道、四通道和八通道合成为例，图 5(b)-5(d)和图 5(f)-5(h)分别给出低阶误差补偿前后的对比效果。观察图 5(b)-5(d)可见，如果不考虑

通道间的低阶误差，直接合成的通道个数越多，徙动曲线能量散焦的现象越明显，图像中重影的现象也越严重；再对比观察图 5(f)-5(h)可知，低阶误差补偿后，徙动曲线距离向包络明显成倍变细，压缩脉冲的距离分辨率得到成倍地提高，图像的亮暗对比也更鲜明，这与图 4(b)所示的结果也是吻合的。

4.3 实际图像聚焦效果分析

对单通道和多通道合成的信号进行成像处理，

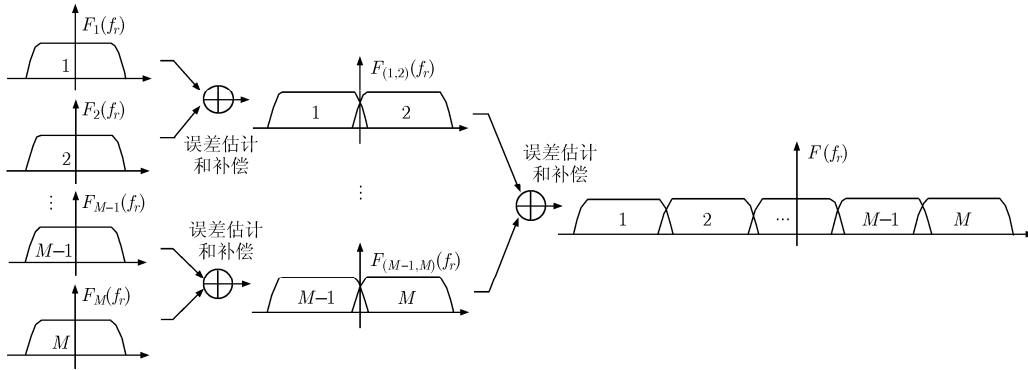


图3 树形结构实现多通道合成

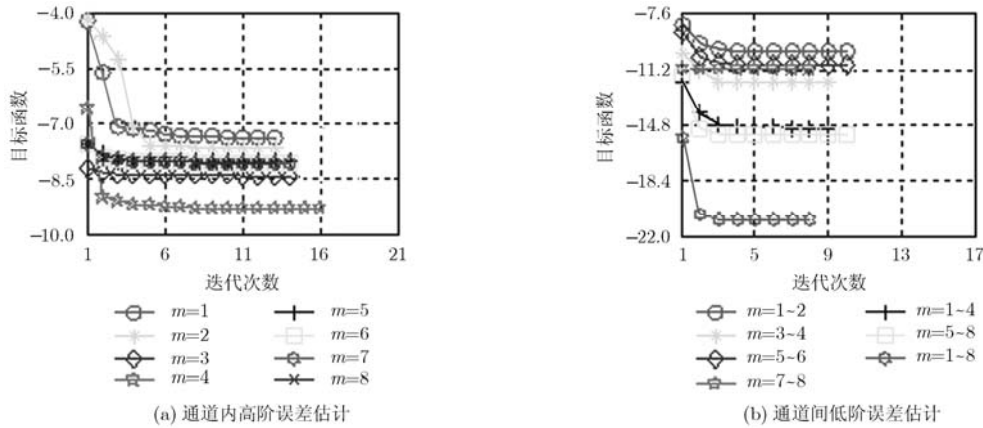


图4 算法迭代过程搜索曲线

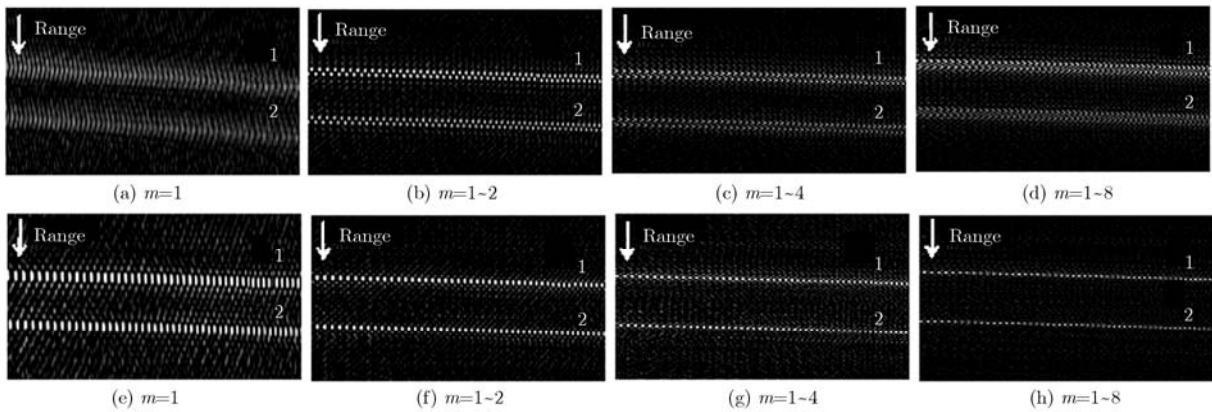


图5 距离徙动曲线对比((a)-(d)未补偿通道相位误差, (e)-(f)补偿通道相位误差)

提取  $2600 \times 1800$  像素的子块图像，通道相位误差补偿后的对比效果如图 6 所示。该图像以典型的城市休闲社区为场景，图像的中间部分是一方形的运动场和一处带有影子的楼房，右下方是一排树木和一条弯曲的人行道。场景中既有分布目标，也包含孤立的强点目标，具有典型的城市地物特征。观察图 6(a)可见，单通道子带图像 2 维聚焦效果良好，树木、运动场、人行道等地物可以得到准确的识别；但由于子带带宽有限，图中地物边缘的轮廓还不够清晰。再对比图 6(b)-6(d)可知，随着多通道合成的通道个数成倍增加，图像就越清晰细腻，能观察到的细节信息也越丰富。

为定量分析实际图像的距离分辨率，图 6(a)-6(d)的左上角给出方形区域内  $400 \times 400$  像素点目标图像的放大效果。提取出点目标 1，点目标 2 的距离向压缩脉冲，8 倍升采样后幅度包络的对比效

果如图 7 所示。对比图 7(a), 7(b)中压缩脉冲主瓣和旁瓣的个数可知，通道相位误差补偿后，多通道合成达到了成倍提高图像距离分辨率的效果。

提取图 7 中点目标距离压缩脉冲的分辨率和峰值旁瓣比的真实值，与理论值对比的结果如表 2 所示(成像处理时为抑制脉冲旁瓣，增强图像质量，对 2 维频谱采用权值  $\beta = 2.5$  的凯泽窗进行了加权)。由表 2 可知，通道相位误差补偿后，点目标图像在距离向单位脉冲响应的真实测量值与理论值是吻合的，满足系统设计指标，试验结果也充分验证了本文方法的有效性。

### 5 结束语

高分辨率是 SAR 技术发展一个非常重要的研究方向。本文针对多通道超高分辨率 SAR 系统通道之间相位失配的问题，在系统测量方法无法完全补

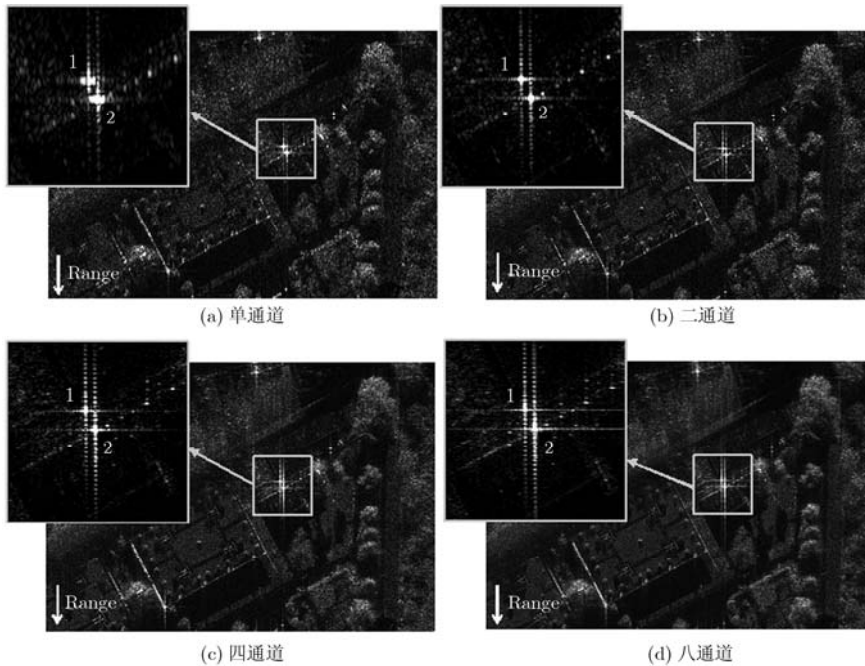


图 6 多通道合成的图像对比

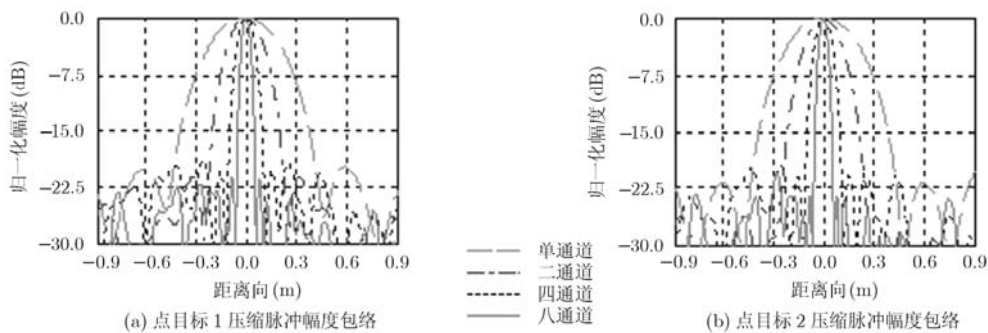


图 7 通道误差补偿后点目标距离幅度包络效果对比

表2 点目标距离压缩脉冲的性能指标及对比

	距离向分辨率				距离向峰值旁瓣比			
	单通道(m)	二通道(m)	四通道(m)	八通道(m)	单通道(dB)	二通道(dB)	四通道(dB)	八通道(dB)
理论值	0.438	0.217	0.110	0.055	-18.32	-19.76	-21.25	-20.72
点目标 1	0.440	0.236	0.112	0.058	-18.82	-21.31	-20.85	-21.68
点目标 2	0.441	0.235	0.112	0.058	-21.83	-21.33	-20.86	-23.63

偿通道幅相误差的情况下,提出一种基于回波数据的通道相位误差估计与补偿方法。该方法根据多通道合成的实际情况对误差估计与补偿的过程进行分解,将通道相位误差估计的问题转化为数值优化问题。该方法不依赖于实际场景的地物类型,具有效率高、收敛速度快的优点,实际数据处理的结果验证了方法的有效性。

### 参 考 文 献

- [1] Wilden H and Brener A R. The SAR/GMTI airborne radar PAMIR: technology and performance [C]. IEEE Microwave Symposium Digest, Anaheim, CA, USA, May 23-28, 2010: 534-537.
- [2] Brenner A R, Roessing L, and Berens P. Potential of very high resolution SAR interferometry for urban building analysis[C]. EUSAR 2010, Berlin, Germany, June 7-10, 2010: 1010-1013.
- [3] Oliver Ruault du Plessis, Jean-Francois Nouvel *et al.* ONERA SAR facilities[C]. IEEE Radar Conference, Washington, DC, USA, May 10-14, 2010: 667-672.
- [4] Walterscheid I, Brener A R, Klare J, *et al.* Bistatic SAR experiments with PAMIR and TerraSAR-X — setup, preprocessing, and image results[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2010, 48(8): 3268-3279.
- [5] Wang R, Loffeld O, Yew Lam Neo, *et al.* Focusing bistatic SAR data in airborne/stationary configuration[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2010, 48(1): 452-465.
- [6] Brenner A R. Proof of concept for airborne SAR imaging with 5 cm resolution in X-band[C]. EUSAR 2010, Berlin, Germany, June 7-10, 2010: 615-618.
- [7] Deng Y, Zheng H, Wang R, *et al.* Internal calibration for stepped-frequency chirp SAR imaging[J]. *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, 2011, 8(6): 1105-1109.
- [8] D'Aria D, Ferretti A, and Guarnieri A M. SAR calibration aided by permanent scatters[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2010, 48(4): 2076-2086.
- [9] Wilkinson A J, Lord R T, and Inggis M R. Stepped-frequency processing by reconstruction of target reflectivity spectrum[C]. IEEE Proceedings of Geoscience Remote Sensing Symposium, 1998: 101-104.
- [10] Carrara W G, Goodman R S, and Majewski R M. Spotlight Synthetic Aperture Radar: Signal Processing Algorithms[M]. Boston, MA, Artech House, 1995: 203-222.
- [11] Martorella M, Berrizi F, and Haywood B. Contrast maximization based technique for 2-D ISAR autofocusing[J]. *IEE Proceedings-Radar, Sonar and Navigation*, 2005, 152(4): 253-262.
- [12] Kolman J. Aperture weighting for maximum contrast of SAR imagery[C]. IEEE International Radar Conference, Rome, Italy, May 2008: 1-6.
- [13] Luenberger D G and Ye Y. Linear and Nonlinear Programming [M], Third Edition. NY, Springer, 2008: 285-312.
- [14] Raney R K, Runge H, Bamler R, *et al.* Precision SAR processing using chirp scaling[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 1994, 32(4): 786-799.
- [15] Formaro G. Trajectory deviations in airborne SAR: analysis and compensation[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 1999, 35(3): 998-1003.
- [16] Wahl D E, Eichel P H, Ghiglia D C, *et al.* Phase gradient autofocus — a robust tool for high resolution SAR phase correction[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 1994, 30(3): 827-834.

胡建民: 男, 1982年生, 博士生, 研究方向为高分辨率 SAR 信号处理。

王岩飞: 男, 1963年生, 博士生导师, 研究员, 研究领域为信号处理和微波成像技术。

李和平: 男, 1976年生, 博士, 副研究员, 研究方向为合成孔径雷达高速信号处理、高速数据采集、宽带基带信号产生和数字接收技术。