

基于几何绕射理论模型高精度参数估计的多频带合成成像

田彪* 刘洋 徐世友 陈曾平
(国防科技大学 ATR 重点实验室 长沙 410073)

摘要: 针对多频带信号融合成像的相干化处理, 论文提出一种基于几何绕射理论模型高精度参数估计的多频带合成算法。该方法利用不同频带的全极点模型中极点及散射中心幅度的相位差异来估计非相干量, 通过缺损数据幅度相位联合估计算法对相干化处理后的频带数据进行填补, 利用全频带数据对几何绕射-全极点模型参数进行精确估计, 得到融合数据。实验表明, 由融合数据得到的 1 维距离像和 ISAR 像的分辨率高于单个频带数据得到的结果, 从而验证了该方法的有效性。

关键词: 雷达图像处理; 多频带合成; 相干化; 缺损数据幅度相位联合估计; 几何绕射-全极点模型

中图分类号: TN957.52

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2013)07-1532-08

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2012.01364

Multi-band Fusion Imaging Based on High Precision Parameter Estimation of Geometrical Theory of Diffraction Model

Tian Biao Liu Yang Xu Shi-you Chen Zeng-ping
(ATR Key Laboratory, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: This paper focuses on multi-band fusion imaging. A method based on high-precision parameter estimation of Geometrical Theory of Diffraction (GTD) model is given. It makes use of the phase difference of pole and scattering coefficient between the all-pole model of each sub-band to estimate the incoherent components. The gapped-data amplitude and phase estimation algorithm is adopted to fill up the gapped band. Finally, fusion data is gained by high precision parameter estimation of geometrical theory of diffraction -all-pole model with full-band data. The simulation indicates that the resolution of 1D range profile and 2D ISAR image based on this method is better than that of sub-band. In this way, the effectiveness of the method is verified.

Key words: Radar image processing; Multi-band fusion; Coherent processing; Gapped-data amplitude and phase estimation; Geometrical Theory of Diffraction (GTD) -all-pole model

1 引言

雷达的高分辨率 1 维距离像可以更精细地反映目标的 1 维结构特征, 广泛应用于导弹防御和目标识别等领域。传统雷达系统往往通过增大带宽来提高距离分辨率, 但通过改善硬件来增大带宽面临着成本昂贵、设计制造困难以及单雷达性能上限等局限。近年来, 随着信息处理技术的发展, 多雷达信号的融合处理逐渐成为一种趋势。多频带融合成像技术在不改变单部雷达硬件的前提下, 将多部工作在不同频带的雷达目标频率响应融合成为一个更高带宽的频响^[1], 有效提高距离分辨率, 更为精确地获取散射中心类型等信息, 进而提高 2 维 ISAR 成像质量。

当多部雷达同时观测目标时, 回波信号之间存在不相干, 这主要包括依赖于距离项的不相干和依赖于角度项的不相干^[2], 因此需对信号进行相干化处理。相干化处理的精度决定了各子带信号相干匹配

的程度以及 2 维融合成像的质量, 是多频带融合成像的关键。文献[3]提出基于非均匀正交匹配追踪的多雷达融合成像方法, 但是仅考虑了数据相干的情况; 文献[4]提出基于最小熵的相干化处理, 但仍需对数据进行外推; 文献[5]提出一种基于数据相关的相干配准方法, 不需对雷达数据分别建模。上述文献均采用理想散射点模型对回波信号建模, 不考虑散射系数随频率的变化, 这在雷达相对带宽较小的时候是合适的, 但随着超宽带雷达以及频带合成技术的发展应用, 该模型已经不能完全正确反映目标的散射特性。

针对上述问题, 本文提出一种基于几何绕射理论(GTD)模型高精度参数估计的多频带合成算法。首先, 对雷达回波进行去斜脉冲压缩、高速补偿以及运动补偿等预处理后近似成一种基于 GTD 的全极点模型。其次, 利用不同频带的全极点模型中极点及散射中心幅度的相位差异估计非相干量, 避免传统相干化处理所必须进行的频谱外推过程, 减小

了误差。然后, 通过缺损数据幅度相位联合估计(GAPES)算法^[6]对相干化处理后的子频带数据进行填补, 得到全频带数据, 利用全频带数据对 GTD-全极点模型参数进行精确估计, 得到融合数据。最后, 通过仿真实验, 利用融合数据成像, 并与单个频带数据成像效果对比, 验证本文方法的有效性。

2 预处理过程

对于单波段雷达而言, 经过去斜脉冲压缩处理后的回波信号可以写成

$$S_{if}(\hat{t}, t_m) = \sum_{k=1}^K A_k \text{rect}\left(\frac{\hat{t} - 2R_k(t_m)/c}{T_p}\right) \cdot \exp\left\{-j\frac{4\pi}{c}\left(f_c + \gamma\left(\hat{t} - \frac{2R_{\text{ref}}(t_m)}{c}\right)\right)\right\} \cdot R_{\Delta k}(t_m) + j\frac{4\pi\gamma}{c^2} R_{\Delta k}^2(t_m) \quad (1)$$

式中 t_m 为慢时间, \hat{t} 为快时间, $R_k(t_m)$ 为目标散射点距离, $R_{\text{ref}}(t_m)$ 为去斜参考距离。忽略剩余视频相位(RVP)项, 并且令

$$f = f_c + \gamma\left(\hat{t} - \frac{2R_{\text{ref}}(t_m)}{c}\right) \quad (2)$$

这里 f 表示与快时间 \hat{t} 对应的距离频率, 此时某次回波可以简写成

$$S_{if}(f) = \sum_{k=1}^K A_k \exp\left\{-j\frac{4\pi}{c} R_{\Delta k} f\right\} \quad (3)$$

考虑散射系数随频率的变化, 引入频率依赖因子, 得到基于 GTD 模型的目标回波:

$$S_{if}(f) = \sum_{k=1}^K A_k \left(j\frac{f}{f_0}\right)^{\alpha_k} \exp\left\{-j\frac{4\pi}{c} R_{\Delta k} f\right\} \quad (4)$$

对频率进行离散化采样得到

$$S(f_n) = \sum_{k=1}^K A_k \left(j\frac{f_0 + n \cdot df}{f_0}\right)^{\alpha_k} \cdot \exp\left\{-j\frac{4\pi}{c} R_{\Delta k}(f_0 + n \cdot df)\right\} \quad (5)$$

式中 f_0 表示全频带起始频率, df 表示频率采样间隔, α_k 表示第 k 个散射中心的频率依赖因子。不同的散射中心类型对应的频率依赖因子不同^[7], 如表1所示。

如果目标存在高速运动, 应先进行高速补偿, 然后进行传统的平动补偿, 经过上述处理后回波信号可以近似为一种基于GTD的全极点模型。

表1 常见散射中心类型对应的频率依赖因子

散射中心类型	角绕射	边缘绕射	点散射中心	单曲面反射	平板反射
频率依赖因子	-1	-0.5	0	0.5	1

3 非相干量的估计及补偿

考虑雷达临近配置的情况(同视角观测), 此时回波信号的不相干主要是距离向的不相干。林肯实验室的Cuomo等人^[4]指出该情况下的非相干量可以表示为线性相位项和固定相位项。本文提出一种基于全极点模型参数估计的非相干量估计补偿方法。以两部雷达的频带融合为例, 在低频带雷达的回波中加入了线性相移为 α 和固定相移为 β 的非相干量。

$$S_1(n) = \sum_{k=1}^K A_k \left(j\frac{f_0 + n \cdot df}{f_0}\right)^{\alpha_k} \cdot \exp\left\{-j\frac{4\pi}{c} R_{\Delta k}(f_0 + n \cdot df)\right\} \cdot \exp\{jn\alpha + j\beta\}, \quad n = 0, 1, \dots, N_1 - 1 \quad (6)$$

$$S_2(n) = \sum_{k=1}^K A_k \left(j\frac{f_0 + n \cdot df}{f_0}\right)^{\alpha_k} \cdot \exp\left\{-j\frac{4\pi}{c} R_{\Delta k}(f_0 + n \cdot df)\right\}, \quad n = N - N_2, N - N_2 + 1, \dots, N - 1 \quad (7)$$

各子带的频率范围分别为 $[f_0, f_0 + (N_1 - 1)df]$ 和 $[f_0 + (N - N_2)df, f_0 + (N - 1)df]$, 频率采样点数为 N_1 和 N_2 。可以看出不同频带的信号都满足式(8)形式的全极点模型:

$$X(n) = \sum_{k=1}^K d_k p_k^n, \quad n = 0, 1, \dots, N - 1 \quad (8)$$

现有估计全极点模型参数的文献中, 大多认为单部雷达的相对带宽较小, 将 GTD 模型近似为指数衰减(DE)模型。

$$\left(1 + \frac{n \cdot df}{f_0}\right)^{\alpha_k} = \exp\left\{\alpha_k \ln\left(1 + \frac{n \cdot df}{f_0}\right)\right\} \approx \exp\left\{\frac{\alpha_k \cdot df}{f_0} n\right\} \quad (9)$$

然而针对典型雷达而言, 上述条件难以满足。例如 C 波段, 带宽 1 GHz, 载频 6 GHz, 相对带宽达到 1/6; 而且对于合成频带, 即使单部雷达满足了条件, 合成后也不一定满足。随着频率的提高, 式(9)中 GTD 模型和 DE 模型的近似误差越大。因此将 GTD 模型简化成 DE 模型是不合适的, 本文利用新的思路来估计全极点模型参数, 使信号参数估计更加贴近电磁散射的物理机制。

分析各子频带回波和全极点模型的表达式, 可以得出如下结论:

模型中极点的位置(即频点、相角)和散射中心幅度的相位估计不受频率依赖因子的影响。频率依赖因子使极点稍微偏离单位圆, 不同频带的极点模

型散射中心幅度的模值也会稍有差异。

目前,全极点参数估计已经有很多成熟的方法,本文采用一种改进的 root-MUSIC 算法^[1]估计相关参数,该算法可以避免求解沿单位圆对称的根,降低了运算量,其抗噪能力较好,在频带数据有限的情况下对频点的估计性能良好。

对不同频带的全极点模型的参数估计分为 3 步进行。首先构造各子带数据的 Hankel 矩阵如下:

$$\mathbf{H}_g = \begin{bmatrix} S_g(0) & S_g(1) & \cdots & S_g(L-1) \\ S_g(1) & S_g(2) & \cdots & S_g(L) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_g(N-L) & S_g(N-L+1) & \cdots & S_g(N-1) \end{bmatrix}, \quad g = 1, 2 \quad (10)$$

式中 L 代表相关窗的长度,为了在抗噪性能和分辨率折中,一般取 $L = N_g / 3$ 。分别对上述两个矩阵进行奇异值分解:

$$\mathbf{H}_g = \mathbf{U}_g \mathbf{S}_g \mathbf{V}_g^H \quad (11)$$

其中 \mathbf{S}_g 对角线上的元素为奇异值 $\lambda_i (i = 1, 2, \dots, L)$ 。考虑信息熵准则(AIC)^[8]的抗噪性能较好,利用其对模型定阶。

其次,利用 root-MUSIC 算法估计出极点位置 $\{\hat{p}_k\}$, 根据模型阶次 \hat{K} , 取前 \hat{K} 个最靠近单位圆的极点作为强散射中心对应的极点。根据频率依赖因子不影响频点的结论,极点相位精确但幅度偏离单位圆,因此考虑只利用其相位信息,取 $\hat{\omega}_k = \text{angle}(\hat{p}_k)$ 即得到频点的精确估计。

最后,根据估计的频点,利用最小二乘方法估计出散射点的幅度系数。

由高低频带估计得到的极点及散射中心幅度系数为

$$\left. \begin{aligned} \hat{p}_{k1} &= \exp\left\{-j\frac{4\pi}{c}R_{\Delta k}df + j\alpha\right\} \\ \hat{d}_{k1} &= A_{k1}(j)^{\alpha_k} \exp\left\{-j\frac{4\pi}{c}R_{\Delta k}f_0 + j\beta\right\} \\ \hat{p}_{k2} &= \exp\left\{-j\frac{4\pi}{c}R_{\Delta k}df\right\} \\ \hat{d}_{k2} &= A_{k2}(j)^{\alpha_k} \exp\left\{-j\frac{4\pi}{c}R_{\Delta k}f_0\right\} \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

从上面的参数估计结果可以看出,能够借助极点和散射中心幅度的相位差异来估计出非相干量。

$$\left. \begin{aligned} \hat{\alpha} &= \frac{\sum_{k=1}^{\text{Num}} (\text{angle}(\hat{p}_{k2}) - \text{angle}(\hat{p}_{k1}))}{\text{Num}} \\ \hat{\beta} &= \frac{\sum_{k=1}^{\text{Num}} (\text{angle}(\hat{d}_{k1}) - \text{angle}(\hat{d}_{k2}))}{\text{Num}} \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

式中 Num 表示选取计算非相干量的散射中心数目,若 $K1$ 和 $K2$ 为利用高低频带数据估计出的模型阶数,则当散射点数目较少时可以取 $\text{Num} = \min\{K1, K2\}$, 当散射点数目较多时可以取少量的主散射点。估计出非相干量后,对低频带数据按照式(14)进行相干补偿:

$$\tilde{S}_1(n) = S_1(n) \cdot \exp\{-jn\hat{\alpha} - j\hat{\beta}\} \quad (14)$$

该相干补偿算法的优点是避免了对数据进行外推,而且对散射点数目估计的精度要求不是很高,同时式(13)是求和,可以避免散射点之间的关联问题。在算法中按照散射强度从强到弱、极点位置从最靠近单位圆到远离的排序后,保证了从高低频带所选择的散射中心是对应的。实际工作中两部雷达的带宽和信噪比不一定相同,导致估计出的散射点数目不同,此时可以选取带宽较宽、信噪比高的雷达数据估计的散射点数目作为实际的散射点数目。为了避免散射点分布发生变化,工程应用中应尽量使两部雷达带宽相同。

4 全频带数据的模型参数估计

经过相干化处理后,高低频带的数可以统一表示成全极点模型。如果仅利用原始子频带数据估计模型参数,容易受信噪比的影响,参数估计误差大,对后续成像不利。本文将参数化和非参数化谱估计的方法结合,利用 GAPES 算法对缺损频带进行填补,以此增大数据量,同时提高抗噪性能,进而提高参数估计的精度。该算法的基本思想是利用已知数据,采用最小均方误差准则估计缺损数据使得缺损频带的频谱尽量接近已知频带的频谱,是一种非参数化的估计方法。

经过 GAPES 算法填补后,由于频率依赖因子 α 的影响,散射点的回波并不是严格的单频信号的叠加,因此无论采用 FFT 还是 GAPES 方法得到的频谱都存在谱线展宽的问题,而且在低信噪比情况下,虚假谱峰难以避免。为解决这些问题,需要对 GTD 模型的参数进行精确估计,以得到全频带的频率响应。假设经过填补后的全频带数据为 $S(n)$, $n = 0, 1, \dots, N-1$ 。本文提出一种优化模型,即基于 GTD 的全极点模型:

$$S(n) = \sum_{k=1}^K d_k \left(j \frac{f_n}{f_1} \right)^{\alpha_k} \exp\{j\omega_k n\} \quad (15)$$

只要估计出上述模型中的相关参数 $K, \omega_k, \alpha_k, d_k$ 即用此模型近似回波信号,得到全频带数据精确融合。对于模型阶数 K 和频点 ω_k 的估计仍然可以利用前文提到的 root-MUSIC 算法,本文主要探讨频率依赖因子的估计。

当前的文献对频率依赖因子的估计大多是将 GTD 模型近似成 DE 模型, 利用式(16)进行估计^[9]:

$$\alpha_k = \frac{(N-1) \ln(|\hat{p}_k|)}{\ln[1 + (N-1)df/f_0]} \quad (16)$$

如前文所述, GTD 模型和 DE 模型之间的误差是不可忽略的, 式(16)无法实现参数的高精度估计。本文提出一种新的频率依赖因子的高精度估计方法, 即最优匹配法。

考虑到 α_k 的离散性, 在已经精确估计出频点的情况下, 可以利用不同的频率依赖因子对原信号进行“匹配补偿”, 然后对极点进行重新估计, 如果能够最优匹配, 则补偿后极点应该位于单位圆上。

以频点为 ω_k 的极点为例, 假设其频率依赖因子为 α_k , 补偿的频率依赖因子为 $-\alpha_{\text{com}}$ ($\alpha_{\text{com}} \in [-1.0, -0.5, 0, 0.5, 1.0]$), 对全频带数据按照式(17)进行补偿:

$$\begin{aligned} S'(n) &= S(n) \left(j \frac{f_n}{f_1} \right)^{-\alpha_{\text{com}}} \\ &= \sum_{k=1}^K d_k \left(j \frac{f_n}{f_1} \right)^{\alpha_k} \exp\{j\omega_k n\} \left(j \frac{f_n}{f_1} \right)^{-\alpha_{\text{com}}} \\ &= \sum_{k=1}^K d_k \left(j \frac{f_n}{f_1} \right)^{\alpha_k - \alpha_{\text{com}}} \exp\{j\omega_k n\} \\ &= \begin{cases} \sum_{k=1}^K d_k \exp\{j\omega_k n\}, & \alpha_k = \alpha_{\text{com}} \\ \sum_{k=1}^K d_k \left(j \frac{f_n}{f_1} \right)^{\alpha_{\text{new}}} \exp\{j\omega_k n\}, & \alpha_k \neq \alpha_{\text{com}} \end{cases} \quad (17) \end{aligned}$$

对 $S'(n)$ 重新估计极点位置, 当 $\alpha_k \neq \alpha_{\text{com}}$ 时, 信号中存在残留的频率依赖因子 $\alpha_{\text{new}} = \alpha_k - \alpha_{\text{com}}$, 极点的幅度受其影响, 从而偏离单位圆, 未实现最优匹配; 当 $\alpha_k = \alpha_{\text{com}}$ 时, 极点的幅度不受频率依赖因子的影响, 对应的极点将位于单位圆上, 此时达到最优匹配, 也完成了对频率依赖因子的精确估计。

该算法实现简单, 复杂度不高, 只需要进行 5 次匹配即可判别全部散射点的类型, 相比于传统的搜索算法高效精确。

最后, 同样利用最小二乘法估计出散射点的散射系数 \hat{d}_k 。

5 融合成像

利用前面估计的高精度参数 $\hat{K}, \hat{\omega}_k, \hat{\alpha}_k, \hat{d}_k$ 得到全频带范围的 GTD-全极点模型:

$$S(n) = \sum_{k=1}^{\hat{K}} \hat{d}_k \left(j \frac{f_n}{f_1} \right)^{\hat{\alpha}_k} \exp\{j\hat{\omega}_k n\} \quad (18)$$

为使模型更加精确, 减少估计带来的误差, 尽量使用原始测量数据, 令

$$\tilde{S}(n) = \begin{cases} \tilde{S}_1(n), & n = 0, 1, \dots, N_1 - 1 \\ S(n), & n = N_1, N_1 + 1, \dots, N - N_2 - 1 \\ S_2(n), & n = N - N_2, N - N_2 + 1, \dots, N - 1 \end{cases} \quad (19)$$

此即为融合后的全频带数据, 对 $\tilde{S}(n)$ 作脉冲压缩即可得到目标的 1 维距离像, 其距离分辨率比单独对 $S_1(n)$ 或者 $S_2(n)$ 脉压得到的 1 维像更高。

前文讨论的是 1 维像的融合, 得到融合后的 1 维像后只需进行方位脉压即可得到 2 维 ISAR 像。需要指出的是, 为了实现方位的高分辨, 可以增大转角。此时, 不同距离单元内方位采样的时间尺度不一样造成散射点的方位像在不同距离单元不同, 因此需要对不同子频带的回波数据进行统一的尺度变换。可通过 Keystone 变换^[10]实现尺度校正, 然后进行方位脉压得到高分辨率的方位像, 进而对每一个多普勒单元进行上述的融合处理。

综上所述, 多频带融合成像的流程图如图 1 所示。

6 仿真测试

6.1 最优匹配的频率依赖因子估计

本节采用仿真信号验证最优匹配的频率依赖因子估计方法的有效性。仿真中雷达信号全频带起点为 5 GHz, 频率采样间隔为 20 MHz。信号有 4 个频点 $-\pi/3, -\pi/6, \pi/6, \pi/3$, 相应的频率依赖因子分别为 1.0, 1.0, 0, -0.5, 散射系数分别为 4, 2, 2, 2, 则频率响应可以写成

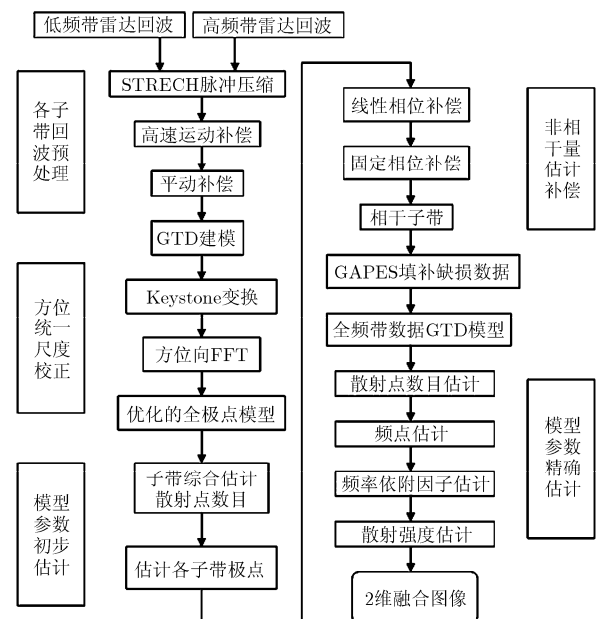


图 1 多频带融合成像流程图

$$S(n) = 4 \left(j \frac{f_n}{f_0} \right) \exp \left\{ -j \frac{\pi}{3} n \right\} + 2 \left(j \frac{f_n}{f_0} \right) \exp \left\{ -j \frac{\pi}{6} n \right\} + 2 \exp \left\{ j \frac{\pi}{6} n \right\} + 2 \left(j \frac{f_n}{f_0} \right)^{-0.5} \exp \left\{ j \frac{\pi}{3} n \right\} \quad (20)$$

在仿真中由于当频率依赖因子为 0 时，相当于不对原始信号进行补偿，因此总共只需估计 5 次极点的位置，图 2 给出了用不同频率依赖因子进行匹配的结果。

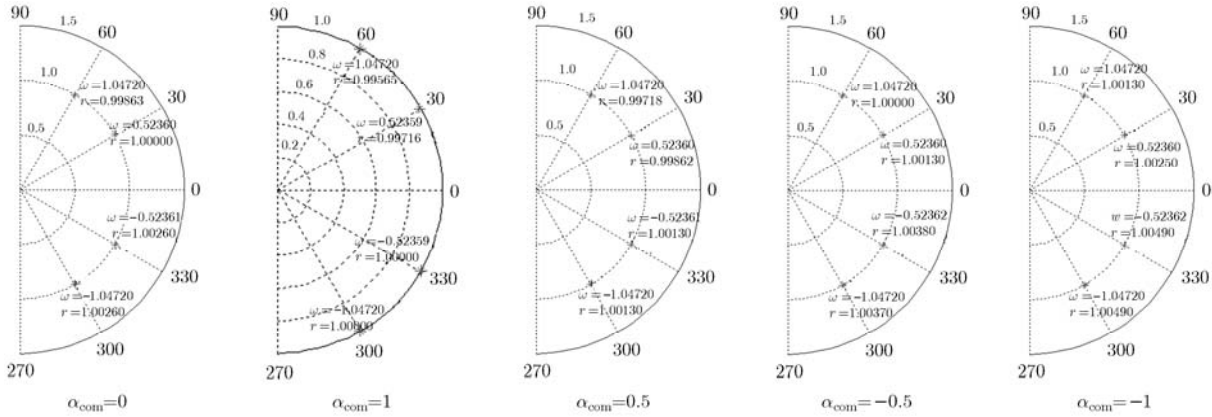


图 2 最优匹配估计频率依赖因子

从上述结果可以看出，利用不同的频率依赖因子对信号进行补偿后，估计得到的极点位置不同，只有当 $\alpha_k = \alpha_{com}$ 时完成最优匹配，频带位于单位圆上。

为验证该方法的抗噪性能，以频点为 $-\pi/6$ 的散射点为例，图 3 给出了在 100 次蒙特卡洛仿真下，文献[9]和本文方法的频率依赖因子估计性能曲线。

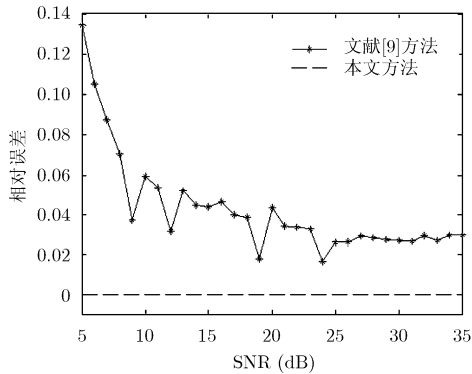


图 3 不同信噪比下的频率依赖因子估计性能

从上述结果可以看出，本文提出的最优匹配的方法能够准确地估计出散射点的频率依赖因子，正确概率高于文献[9]所提的方法，即使在低信噪比情况下效果依然很好。

6.2.1 维距离像融合性能

本节采用 1 维仿真信号验证算法的有效性，仿真中设置雷达系统的参数如表 2 所示。

假设目标沿距离向有 4 个散射点，经过预处理后的理想全频带频率响应为

表 2 雷达系统参数设定

参数	雷达 1	雷达 2	融合
波段	C	X	
频带(GHz)	5~6	10~11	5~11
带宽(GHz)	1	1	6
频率采样间隔(MHz)	20	20	20
频率采样点数	51	51	301
距离分辨率(m)	0.15	0.15	0.025

$$S(n) = 2.2 \left(j \frac{f_n}{f_0} \right)^{-1} \exp \left\{ -j \frac{4\pi}{c} R_{\Delta 1} f_n \right\} + 1.6 \exp \left\{ -j \frac{4\pi}{c} R_{\Delta 2} f_n \right\} + 1.2 \left(j \frac{f_n}{f_0} \right)^{-1} \cdot \exp \left\{ -j \frac{4\pi}{c} R_{\Delta 3} f_n \right\} + 0.8 \left(j \frac{f_n}{f_0} \right)^{0.5} \cdot \exp \left\{ -j \frac{4\pi}{c} R_{\Delta 4} f_n \right\} \quad (21)$$

式中 $f_n = f_0 + n \cdot df$, $R_{\Delta i} = R_i - R_{ref}$ 表示散射点到参考点的距离，取 $R_{\Delta 1} = -2$ m, $R_{\Delta 2} = -1.85$ m, $R_{\Delta 3} = 2$ m, $R_{\Delta 4} = 2.1$ m。

为检验算法的抗噪性能，在全频带频率响应中加入高斯白噪声，按照表 2 的参数分别得到高低频带回波信号，同时为了验证非相干量的估计和补偿，在低频带频响中加入 $-\pi/9$ 的线性相移和 $-\pi/12$ 的固定相移。

利用本文所提出的极点相位信息估计的非相干量为 -0.3482 和 -0.2672 ，与真实值误差很小。相干

补偿后进行全频带数据填补、模型参数精确估计等步骤，图 4 给出了在信噪比为 20 dB 情况下的，以雷达 2 信号为参考，对低频带雷达信号进行相干补偿和融合处理的结果。

从图 4(a)可以看出，由于高低频带不相干，二者的距离像发生了移位；图 4(b)是由信息熵准则(AIC)和最小描述长度准则(MDL)获得的模型阶次估计，二者都等于 4，与真实值相符；图 4(c)是相干化处理后的高低频带距离像和全频带距离像，可以看出高低频带距离像基本重合，验证了相干算法的有效性，但是高低频带仍然无法将相对距离为 0.1 m 和 0.15 m 的两组目标进行区分；图 4(d)是融合后的距离像，可以看出融合后的距离像能够很好地分辨两组目标，与全频带的性能基本相同。此时，各散射中心的参数估计如表 3 所示。

从表 3 可以看出，散射中心的参数可以精确地估计。为衡量融合性能，以均方根误差(RMSE)为指

标，估计结果越接近与真实结果时，均方根误差越小。图 5 给出了作 50 次的蒙特卡洛仿真，非相干量的估计误差以及融合的距离像与全频带距离像的误差随信噪比的变化曲线，可以看出信噪比越高，融合性能越好。

6.3 2 维 ISAR 像融合性能

本节针对复杂的点目标模型验证算法的 ISAR 像性能。雷达参数与 6.1 节相同，成像累积转角约 11.5°。目标包含 52 个散射点，如图 6 所示。其中位于(0,1.1)处的散射点的后向散射系数为 2，其余散射点为 1；位于(-1.0,-1.0),(0,-1.2),(1.0,-1.0)处散射点的频率依赖因子分别为-0.5,1.0 和 0.5，其余为 0。目标径向速度为 5000 m/s。

从图 7，图 8 可以看出，经过高速补偿后，目标距离像和方位像的模糊已经消除，图像质量提高，但是横向多普勒尺度明显不同，C 波段要窄于 X 波段，因此需进行方位向尺度校正。

从图 9 可以看出经过统一尺度 Keystone 变换后，两个频带 ISAR 像横向尺度完全一致，此时可以按照前文所述方法进行融合成像。图 10 给出了融合后的 ISAR 像与全频带数据 ISAR 像，可以看出对各子带进行融合后的 ISAR 像性能接近于全频带数据的 ISAR 像，具有高分辨率且聚焦良好。同时，设置的散射点的频率依赖因子也能精确估计。

表 3 散射中心参数估计

散射中心	相对位置/误差(%)	散射系数/误差(%)	频率依赖因子
1	-1.9985/0.08	2.2068/0.31	-1.0
2	-1.8530/0.16	1.5313/4.29	0
3	2.0068/0.34	1.1944/0.47	-1.0
4	2.1022/0.10	0.8485/6.06	0.5

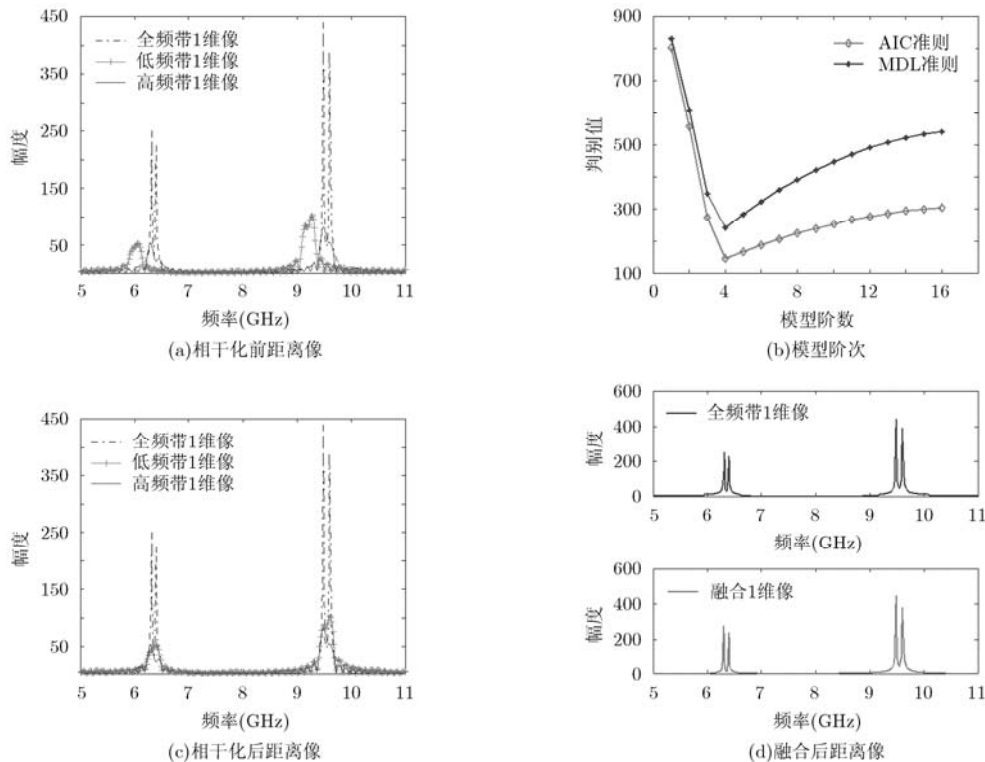


图 4 多频带融合结果

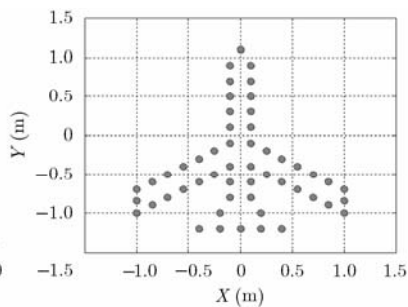
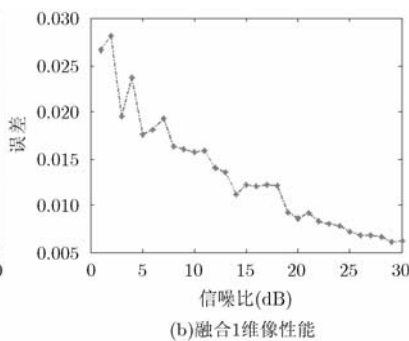
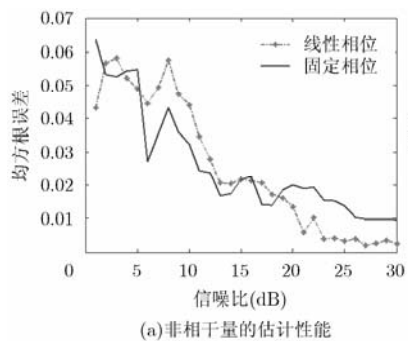


图5 不同信噪比下的估计精度比较

图6 目标点散射分布图

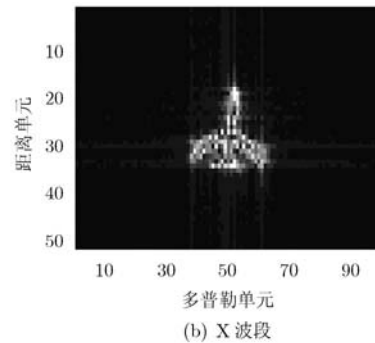
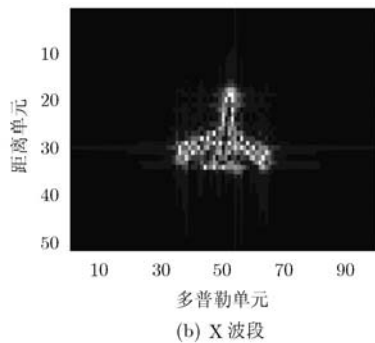
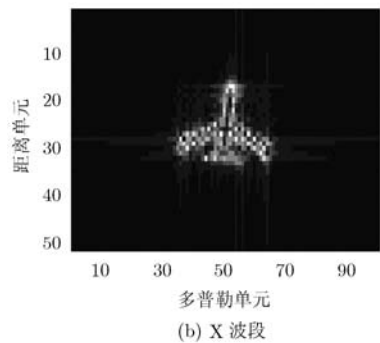
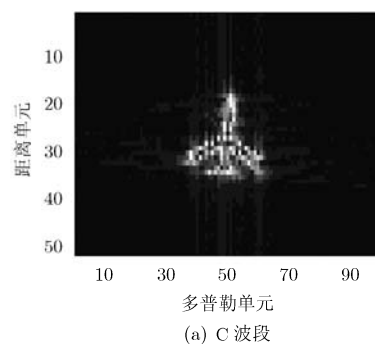
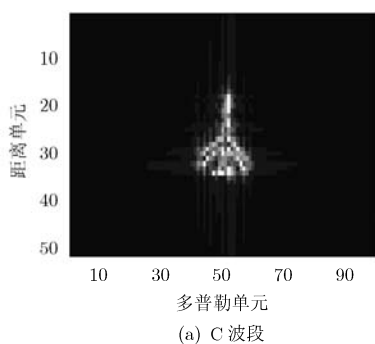
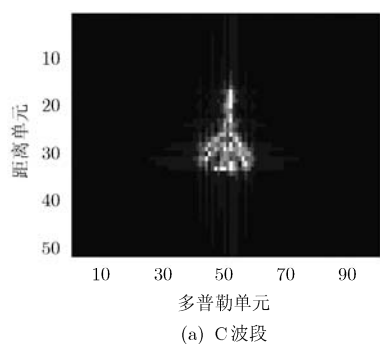


图7 未经过高速补偿的 ISAR 像

图8 经过高速补偿的 ISAR 像

图9 统一尺度 Keystone 变换结果

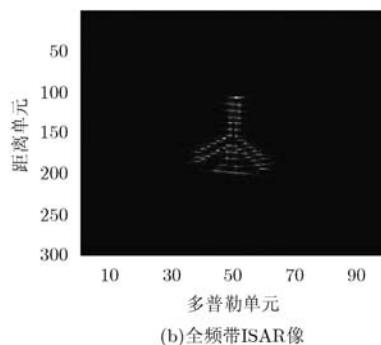
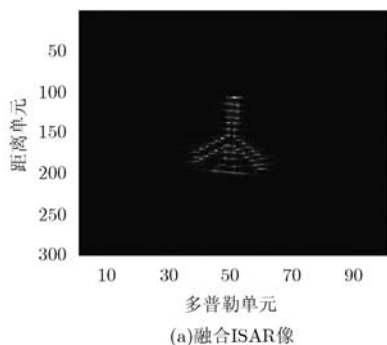


图10 融合性能

7 结论

针对多频带信号融合成像的相干化处理，本文提出一种基于 GTD 模型高精度参数估计的多频带合成算法。该方法利用不同频带的全极点模型中极点及散射中心幅度的相位差异来估计非相干量，从

而避免了传统相干化处理所必须进行的频谱外推过程，减小了误差。通过 GAPES 算法对相干化后的子频带数据进行填补，得到全频带数据，然后对全频带数据的 GTD-全极点模型参数进行精确估计，得到融合数据。理论分析和仿真实验表明，由融合

数据得到的1维距离像和ISAR像的分辨率高于单个频带数据得到的结果,从而验证了本文方法的有效性。

参 考 文 献

- [1] Cuomo K M, Piou J E, and Mayhan J T. Ultrawide-band coherent processing[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1999, 47(6): 1094-1107.
- [2] 叶钊. 基于信号稀疏表示的 ISAR 目标特性增强技术[D]. [博士学位论文], 国防科学技术大学, 2011.
- [3] 李亚楠. 空间目标 ISAR 成像技术研究[D]. [博士学位论文], 国防科学技术大学, 2010.
- [4] 王成, 胡卫东, 杜小勇, 等. 稀疏子带的多频段雷达信号融合超分辨距离成像[J]. *电子学报*, 2006, 34(6): 985-990.
Wang Cheng, Hu Wei-dong, Du Xiao-yong, *et al.*. The Super-resolution range imaging based on sparse band multiple frequency bands radars signal fusion[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2006, 34(6): 985-990.
- [5] 刘承兰, 贺峰, 魏玺章, 等. 基于数据相关的多雷达融合成像相干配准研究[J]. *系统工程与电子技术*, 2010, 32(6): 1266-1271.
Liu Cheng-lan, He Feng, Wei Xi-zhang, *et al.*. Research on multiple radar fusion imaging coherence compensation based on data correlation[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2010, 32(6): 1266-1271.
- [6] Larsson E G, Stoica P, and Li Jian. Amplitude spectrum estimation for two-dimensional gapped data[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2002, 50(6): 1343-1354.
- [7] 贺治华, 张旭峰, 黎湘, 等. 一种GTD 模型参数估计新方法[J]. *电子学报*, 2005, 33(9): 1679-1682.
He Zhi-hua, Zhang Xu-feng, Li Xiang, *et al.*. A new method for parametric estimation of GTD model [J]. *Acta Electronica Sinica*, 2005, 33(9): 1679-1682.
- [8] 司伟建, 郭雪妍. 基于四阶累积量的信源数估计新方法[J]. *弹箭与制导学报*, 2012, 32(2): 193-196.
Si Wei-jian and Guo Xue-yan. A new method of source number estimation based on fourth-order cumulant[J]. *Journal of Projectiles, Rockets, Missiles and Guidance*, 2012, 32(2): 193-196.
- [9] 梁福来. 多频带合成成像技术研究[D]. [硕士学位论文], 国防科学技术大学, 2008.
- [10] 白雪茹. 空天目标逆合成孔径雷达成像新方法研究[D]. [博士学位论文], 西安电子科技大学, 2011.
- 田 彪: 男, 1988 年生, 博士生, 研究方向为压缩感知信号处理、雷达成像等.
- 徐世友: 男, 1978 年生, 博士, 讲师, 研究方向为外辐射源雷达系统、雷达目标综合识别等.
- 陈曾平: 男, 1967 年生, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为雷达目标识别、电子系统中的信息获取、处理与实现等.