

稀疏子带的多频段雷达信号融合超分辨距离成像

王 成, 胡 卫东, 杜小勇, 郁文贤
(国防科技大学 ATR 重点实验室, 湖南长沙 410073)

摘 要: 多频段雷达信号融合是提高目标距离分辨率的一种有效方法, 在稀疏子带观测条件下, 由于信号频带稀疏, 传统的相位补偿和融合成像方法难以应用, 为此本文在线性调频信号体制下, 基于修正的多重信号选择 (MUSIC) 算法提出了一种新的参数化融合成像方法. 该方法首先对信号离散序列进行均匀采样处理, 然后对多个频带的雷达信号统一建模, 将相位补偿参数与目标散射中心参数一起估计, 理论分析和仿真结果表明该方法能够有效融合多频段的雷达观测信号, 改善目标一维距离像的分辨率.

关键词: 信号融合; 线性调频信号; 超分辨; 多重信号选择 (MUSIC)

中图分类号: TN95 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2006)06-0985-06

The Super-Resolution Range Imaging Based on Sparse Band Multiple Frequency Bands Radars Signal Fusion

WANG Cheng, HU Weidong, DU Xiaoyong, YU Wenxian
(ATR Key Lab, National University of Defense Technology, Changsha, Hunan 410073, China)

Abstract: The signal fusion of multiple frequency bands and multiple radars is an effective method to improve the resolution of target range profile. With the sparse band observation, the conventional phase compensation methods in signal fusion are invalid because the frequency bands are sparse. A new super-resolution range imaging method based on the modified MUSIC (multiple signal classification) algorithm is presented with liner frequency modulated signal. Firstly, the uniform B-splines is applied to resample the signals for obtaining the uniform signal sequences. Secondly, the signal model of multiple radars with multiple frequency bands is established. Consequently, the phase compensation parameter and the scatter center parameters are estimated based on the uniform signal model. The theoretical analysis and simulations results show the presented signal fusion imaging method can effectually increase signal bandwidth and obtain super-resolution range image under sparse frequency band observations conditions.

Key words: signal fusion; liner frequency modulated; super resolution; Multiple Signal Classification (MUSIC)

1 引言

近年来, 随着逆合成孔径雷达技术的不断发展, 目标一维距离成像技术已经广泛应用于各种军事领域. 通常情况下, 一维距离分辨率由雷达发射信号的带宽所决定, 因此要提高距离分辨率就需要增加雷达发射信号的带宽, 这意味着需要增加雷达发射接收系统的复杂性, 系统实现难度增加. 为此在单雷达观测基础上, 人们提出了各种超分辨成像处理算法^[1-6]来实现超分辨成像. 但单雷达观测所包含的目标散射信息毕竟有限, 其分辨力改善能力因此受到了限制, 因此人们越来越重视对多雷达信号的利用. 基

于多雷达观测信息融合的思想最早出现于林肯实验室 Cuomo 的相关工作中^[7], 他展现了对多雷达信号利用的可能. 此后林肯实验室对该问题进行了进一步的研究, 而国内对该问题的研究较少. 目前已有的研究主要是针对雷达频带间隔较小时的融合成像, 而针对稀疏子带的雷达融合成像在国内外还未见研究报道. 由于融合成像能够显著提高成像分辨率, 改善目标识别性能, 因此其在小目标成像、目标识别、导弹防御等军事领域具有广泛的应用前景. 文献[8]在 Cuomo 工作的基础上, 提出了一种基于观测融合的一维距离像高分辨成像方法, 降低了数据预测长度, 避免了相位补偿时对频域重叠数据的需求, 但是仍然需要频

域数据的预测. 在文献[7, 8]中两个雷达频带间隔较小的情况下, 通过频带预测可以填补频带数据上的空白以便于进行相位补偿和融合成像. 但是当雷达频带为稀疏子带(即频带间隔相差较大)时, 为了填补频带空白而进行的频域数据预测将会引入新的误差, 从而影响相位补偿的精度和最终高分辨成像的质量. 为此, 本文在已有工作的基础上, 针对线性调频信号体制的雷达, 根据多雷达观测目标散射机理和点散射模型, 基于修正的 MUSIC 算法提出了一种新的多雷达信号融合 ISAR 一维距离超分辨成像方法. 该方法通过对多个雷达观测信号统一建模, 将相位补偿参数和目标散射中心参数一起估计, 避免了已有算法中必须进行频域数据预测的难题, 有效的解决了稀疏子带条件下多雷达信号融合生成高分辨一维距离像的问题. 仿真结果表明该方法能够有效融合稀疏多频段的雷达观测信号, 改善目标一维距离像的分辨率.

2 多频段雷达信号融合成像的基本原理

提高一维距离像分辨率的本质是提高信号带宽, 在单雷达系统观测条件下, 要提高信号带宽只能通过增加发射系统的工作带宽来实现; 在多雷达系统观测条件下, 通过观测可以获得目标在不同频率下的散射信息, 如果能够补偿因系统和观测配置不同而引起的信号差异的话, 则经过融合可以等价获得一个大带宽的单雷达观测的目标散射信息, 因此通过融合多个不同频段的雷达观测可以等价实现信号带宽增加.

假设相参雷达 1、雷达 2 发射信号均为线性调频, 载频分别为 f_{c1} , f_{c2} , 脉冲宽度分别为 T_1 , T_2 , 雷达同步观测目标, 当两部雷达满足邻近配置, 即雷达间距远远小于观测距离的时候, 通常认为两部雷达观测同一目标的散射响应特性近似一致, 因此对于多散射中心目标而言雷达回波经过混频和匹配滤波处理后, 频域表示的脉压后两部雷达的输出信号可分别表示为

$$\overline{X}_1(f) = \sum_{i=1}^p \text{rect} \left[\frac{f}{k_1 T_1} \right] A_i \exp \left[-j \frac{4\pi}{c} (f + f_{c1}) r_{1i} \right] \quad (1)$$

$$\overline{X}_2(f) = \sum_{i=1}^p \text{rect} \left[\frac{f}{k_2 T_2} \right] A_i \exp \left[-j \frac{4\pi}{c} (f + f_{c2}) r_{2i} \right] \quad (2)$$

其中: A_i 为目标的散射响应幅度; k_1, k_2 分别为两部雷达的线性调频斜率; c 为光速; p 为散射中心数目.

上式中的信号在频域上分别表征了两段频谱, 如果两个雷达系统的载频差 $|f_{c1} - f_{c2}| = \frac{1}{2}(B_1 + B_2)$ 的话, 则式(1)、(2)表示的频谱是相连的. 从目标散射的物理机理来看, 式(1)、(2)包含了目标在不同频带下的散射特性, 从频域表示上来说它与一个宽带信号所包含的散射信息是一样的. 假设以雷达 1 为参考, 由于雷达 2 与雷达 1 观测位置不同($r_{1i} \neq r_{2i}$), 载频和频带也都不相同, 因此要将雷达 1、2 的回波信号转换成在雷达 1 观测位置的一个等效的宽带雷达信号就必须对雷达 2 信号进行相位补偿处理.

由文献[8]可知两部雷达的相位差可近似表示为

$$\Delta\varphi = \Delta\varphi = \frac{4\pi}{c} f \alpha + \beta \quad (3)$$

其中: $\alpha = r_{1i} - r_{2i}$ 为两部雷达因观测位置不同引起的观测相位中的线性相位差; β 为发射信号初始相位不同引起的初相差. f 为实际观测频率.

对雷达信号进行频移和相位补偿后^[8], 两个雷达信号转换为在同一位置观测目标的不同频段雷达信号, 若两个雷达的观测频率刚好满足 $|f_{c1} - f_{c2}| = \frac{1}{2}(B_1 + B_2)$, 则信号合成后应有^[8]

$$\begin{aligned} \overline{X}(f) &= \overline{X}_1(f) + \overline{X}_2(f - B_1) \exp(-\Delta\varphi) \\ &= \sum_{i=1}^p \text{rect} \left[\frac{f}{k_1 T_1 + k_2 T_2} \right] A_i \exp \left[-j \frac{4\pi}{c} f_{c1} r_i \right] \\ &\quad \cdot \exp \left[-j \frac{4\pi}{c} f r_i \right] \end{aligned} \quad (4)$$

其中: $k_j T_j = B_j, j = 1, 2; \Delta f_1 = 0; \Delta f_2 = B_1$

其时域信号表达式为

$$\begin{aligned} \hat{x}(t) &= \left(k_1 T_1 + k_2 T_2 \right) \sum_{i=1}^p A_i \sin c \\ &\quad \cdot \left[\frac{2p}{c} (k_1 T_1 + k_2 T_2) (R - r_i) \right] \exp \left[-\frac{4\pi}{c} f_{c1} r_i \right] \\ &= B \sum_{i=1}^p A_i \sin c \left[\frac{2pB}{c} (R - r_i) \right] \exp \left[-\frac{4\pi}{c} f_{c1} r_i \right] \end{aligned} \quad (5)$$

其中: $B = B_1 + B_2$

式(4)、(5)都是连续形式下的目标频域响应和相应的时域形式, 由式(4)看出经过两个窄带线性调频信号的融合可以近似得到一个等价的宽带线性调频信号, 带宽为两个子带信号带宽之和, 通常通过逆傅立叶成像既可以得到一个高分辨的一维距离像, 如果两部雷达频段不相邻, 则可以先进行频谱外推然后再进行融合处理和逆傅立叶成像.

3 基于修正 MUSIC 算法的稀疏子带信号层融合成像算法

在 2 节中我们看到要进行融合成像就必须补偿相位差 $\Delta\varphi$, 当雷达频带间隔较小时, 通过对雷达频谱进行外推预测可以得到信号的重叠频谱, 然后利用重叠频谱的频率数据可以估计相位差; 此外也可以使用基于熵最小准则的相位补偿方法来直接补偿相位差, 该方法降低了频带外推的长度, 避免了对重叠频谱的需求; 但是当雷达频带间隔相差较大时, 频带外推也难以填补缺失的频谱, 而且过长距离的频带外推将引入较大的误差, 最终导致相位差估计不准以及成像质量下降. 为此, 我们对 MUSIC 算法进行了修正, 基于修正的 MUSIC 算法提出了一种新的融合成像算法, 该方法不需要对频谱数据进行预测外推, 能够同时估计相位差和散射中心参数实现超分辨成像.

3.1 采样均匀化处理

在实际的信号处理中由于单个雷达频带宽度不同, 线

性调频斜率不同、信号采样率不同等诸多原因,使得就单个雷达本身而言,两个雷达分别频域匹配滤波后得到的与式(1)、(2)对应的离散信号序列是均匀采样,但是由两部雷达的采样序列组合成的融合信号序列是一个频域上非均匀采样的离散序列

$$\bar{\mathbf{X}} = \{ \bar{X}_1(0), \bar{X}_1(1), \dots, \bar{X}_1(N_1 - 1), \bar{X}_2(0), \bar{X}_2(1), \dots, \bar{X}_2(N_2 - 1) \} \quad (6)$$

频率采样间隔 $\Delta f_1 \neq \Delta f_2$, 其中 $\Delta f_1 = \frac{B_2}{N_2}$; $\Delta f_2 = \frac{B_1}{N_1}$.

为了进一步的成像处理,必须对非均匀采样序列进行均匀化处理,本文在两个雷达频带上分别采用插值拟合方法来得到两个均匀采样序列,然后由它们构成一个最终的雷达信号序列.首先利用 n 阶均匀 B 样条插值基函数^[9],分别由已知的频域采样点数据重构雷达信号序列,然后以雷达 1 工作频率下限为起始参考点,按照等间隔频率采样 $\Delta f = \min(\Delta f_1, \Delta f_2)$ 分别对两个雷达频带上的信号重新进行等间隔采样得到起始参考一致的均匀采样序列 $\{ \bar{X}_1^-(m) \}, \{ \bar{X}_2^-(m) \}$,它们可以构成一个频谱上为均匀采样但有频带缺失的新的离散序列 $\bar{\mathbf{X}}'$ 用于后续的成像.

3.2 稀疏子带融合成像的信号模型

假设两部雷达相邻配置,雷达观测的目标响应特性近似一致,经过混频、匹配滤波和采样均匀化处理后,1 节中分析的两部雷达接收信号模型可简化表示为

$$x_1(n) = \sum_{i=1}^p A_i \exp \left\{ -j \frac{4\pi}{c} f_{1n} r_{1i} \right\} \quad (7)$$

$$x_2(m) = \sum_{i=1}^p A_i \exp \left\{ -j \frac{4\pi}{c} f_{2m} r_{2i} \right\} \quad (8)$$

其中: A_i 为散射中心的散射响应幅度; f_{1n}, f_{2m} 分别为雷达 1、2 的实际观测频率点; r_{1i}, r_{2i} 分别为经过参考距离匹配后的散射中心距离; $n = 1, \dots, N; m = 1, \dots, M$.

考虑两部雷达系统观测中的相位差,则雷达 2 信号形式可表示为

$$x_2(m) = \sum_{i=1}^p A_i \exp \left\{ -j \frac{4\pi}{c} f_{2m} (r_{1i} + \alpha) - j\beta \right\} \quad (9)$$

其中: α 为线性相位差; β 为发射信号初始相位不同引起的初相差.

将 r_{1i} 简记为 r_i , 同时将式(7)、(8)表示的观测按照频率观测顺序合写成矩阵形式则有

$$\mathbf{X} = \mathbf{B}\mathbf{S} + \mathbf{E} \quad (10)$$

$$\mathbf{X} = [x_1(1) \dots x_1(N) \ x_2(1) \dots x_2(M)]^T, \mathbf{S} = [A_1 \ A_2 \ \dots \ A_p]^T, \mathbf{E} = [e_1 \ e_2 \ \dots \ e_{N+M}]^T,$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_1 \\ \mathbf{B}_2 \end{bmatrix}, \mathbf{B}_1 = [b_1 \ b_2 \ \dots \ b_p],$$

$$\mathbf{B}_2 = [\tilde{b}_1 \ \tilde{b}_2 \ \dots \ \tilde{b}_p],$$

$$b_i = \left[\exp \left\{ -j \frac{4\pi}{c} f_{1n} r_i \right\} \dots \exp \left\{ -j \frac{4\pi}{c} f_{1N} r_i \right\} \right]^T, \tilde{b}_i = \left[\exp \left\{ -j \frac{4\pi}{c} f_{21} (r_i + \alpha) - j\beta \right\} \dots \exp \left\{ -j \frac{4\pi}{c} f_{2M} (r_i + \alpha) - j\beta \right\} \right]^T$$

其中: \mathbf{X} 为观测矢量; \mathbf{B} 为空间导向矢量; \mathbf{S} 为幅度矢量;

\mathbf{E} 为随机噪声矢量; x_k 为在频率采样点 f_k 上的雷达观测数据; A_i 为第 i 个散射中心的散射强度; e_k 为观测噪声服从高斯分布; r_i 为以雷达 1 为参考的第 i 个散射中心的距离.

令 $\mathbf{F}(r_i, A_i, \alpha, \beta) = \mathbf{B}\mathbf{S}$, 则多雷达融合成像问题就转换成以下的一个优化问题

$$\min \|\mathbf{X} - \mathbf{F}(r_i, A_i, \alpha, \beta)\|_2 \quad (11)$$

对于上述非线性优化问题,通常可以采用最优化方法来迭代求解未知参数.但是对于多散射中心目标而言,解的空间维数通常很高,多维非线性迭代计算复杂而且往往容易收敛到局部优化解.为此我们将问题维数分解,将多维搜索计算问题简化为几个低维空间的搜索求解问题,下面将基于修正的 MUSIC 算法求解式(11)中未知参数.

3.3 融合成像算法的参数估计

在式(10)中空间导向矢量 \mathbf{B} 与相位差 α, β 有关,为了将参数估计问题分解,首先对数据进行预处理.假设相位补偿因子为 $\eta = \exp \left\{ -j \frac{4\pi}{c} f_{2m} \alpha - j\beta \right\}$, 对 $f_{21} \sim f_{2M}$ 频率范围内每个频率采样点上的量测数据都除以 η

$$\mathbf{X}' = \left[x_1(1) \dots x_1(N) \ \frac{x_2(1)}{\eta} \dots \frac{x_2(M)}{\eta} \right]^T \quad (12)$$

则新的导向矢量矩阵为

$$\mathbf{B}' = \begin{bmatrix} \exp \left\{ -j \frac{4\pi}{c} f_{11} r_1 \right\} & \dots & \exp \left\{ -j \frac{4\pi}{c} f_{11} r_p \right\} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \exp \left\{ -j \frac{4\pi}{c} f_{2M} r_1 \right\} & \dots & \exp \left\{ -j \frac{4\pi}{c} f_{2M} r_p \right\} \end{bmatrix} \quad (13)$$

观察式(13)可以发现经过数据预处理后得到的空间导向矢量矩阵与标准 MUSIC 方法中的空间导向矢量类似.根据谱估计中的 MUSIC 方法,经过预处理后目标回波数据的自相关为

$$\mathbf{R} = \mathbf{E}[\mathbf{X}\mathbf{X}^H] = \mathbf{B}'\mathbf{E}[\mathbf{S}\mathbf{S}^H]\mathbf{B}'^H + \sigma^2\mathbf{I} \quad (14)$$

对信号进行解相干处理,由于 r_i, α, β 的取值范围在 $(-\infty, +\infty)$, 如果采用前后向平滑则符号相反的解得到的平滑矩阵是相同的,将在最终的求解中造成解模糊,所以我们这里采用前向平滑.假设空间平滑中每个子阵含有 q 个频率采样点的量测,则空间平滑的子阵数目 $k = N + M - q + 1$, 空间平滑处理后的量测自相关矩阵为:

$$\tilde{\mathbf{R}} = \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k \mathbf{R}_i \quad (15)$$

其中 $\mathbf{R}_i = \mathbf{B}\mathbf{S}\mathbf{S}^H\mathbf{B}_i^H + \sigma^2\mathbf{I}$ 为子阵的自相关矩阵.

对 $\tilde{\mathbf{R}}$ 进行特征值分解,分别得到信号特征向量和噪声特征向量 \mathbf{S}, \mathbf{G} , 由信号子空间和噪声子空间相互正交可推导出

$$\tilde{\mathbf{B}}'^H \mathbf{G} = \mathbf{O} \rightarrow \tilde{\mathbf{b}}'(r_i)^H \mathbf{G} = \mathbf{0}^T \quad (16)$$

其中: $\tilde{\mathbf{B}}'$ 为 $\tilde{\mathbf{R}}$ 对应的空间导向矢量;

$$\mathbf{b}'(r_i) = \left[\exp\left\{-j \frac{4\pi}{c} f_1 r_i\right\} \dots -j \frac{4\pi}{c} f_q r_i\right]^T$$

$$\text{又由于 } \mathbf{b}'(r_i) = \exp\left\{-j \frac{4\pi}{c} f_1 r_i\right\} \cdot \mathbf{b}'(r_i)$$

其中:

$$\mathbf{b}(r_i) = \left[1 \exp\left\{-j \frac{4\pi}{c} \Delta f r_i\right\} \dots \exp\left\{-j \frac{4\pi}{c} (q-1) \Delta f r_i\right\} \right]^T$$

所以由式(16)、(17)可知

$$\mathbf{b}(r_i)^H \mathbf{G} = \mathbf{0}^T \quad (18)$$

当 $r \neq r_1$ 时, 式(16)、(18)不成立, 因此根据求根 MUSIC 方法, 由式(18)可以建立多项式 $p(z)$

$$\mathbf{p}(z) = z^{q-1} \mathbf{p}^T(z^{-1}) \mathbf{G} \mathbf{G}^H \mathbf{p}(z) \quad (19)$$

$$\text{其中: } \mathbf{p}(z) = [1 \quad Z \quad \dots \quad z^{q-1}]^T, \quad z = \exp\left\{-j \frac{4\pi}{c} \Delta f r_i\right\}$$

观察上式可以看出 $p(z)$ 是一个 $2(q-1)$ 次的多项式, 它的根相对于单位圆为镜像对, 通常情况下根据单位圆内幅值最大的 p 个根的相位可以计算出 p 个散射中心的位置, 即

$$r_i = \frac{-c \arg(z_i)}{4\pi \Delta f} \quad (20)$$

其中: c 为光的速度.

在实际的处理过程中由于采样点数 $N+M$ 通常很大, 在满足解相关同时保证孔径尺寸最大的情况下 q 也很大, 这就导致了 $p(z)$ 为一个阶数相当高的多项式, 求解多项式的根时需要庞大的计算量, 而目标散射中心的数据只有 p 个, 对我们有用的根也只有 p 个, 大部分的计算都消耗在无用根的计算上. 为此, 本文采用一种变形的快速求根 MUSIC 算法^[10,11]来解决上述的问题. 对于式(16)的另一种形式

$$\mathbf{G}^H \mathbf{p}(z) = \mathbf{0} \quad (21)$$

上式实际是 $q-p$ 个多项式, 每一个多项式的次数为 $q-1$, 每一个多项式都有 $q-1$ 个根. 对于这些多项式, 它们共同具有一个 p 次的公因式, 具有公共的 p 个根, 使得当且仅当 z 为这 p 个根时式(21)满足, 这些根分别对应了所要求的 p 个线性相位补偿参数, 即

$$\mathbf{G}^H \mathbf{p}(z) = \begin{bmatrix} FF_1 \\ \vdots \\ FF_{q-p} \end{bmatrix} = F \begin{bmatrix} F_1 \\ \vdots \\ F_{q-p} \end{bmatrix} = \mathbf{0} \quad (22)$$

其中 \mathbf{G} 为 $q \times (q-p)$ 的矩阵; F, F_1, F_2 皆为多项式; F 为公因式多项式.

因此, 只要获得 p 次的公因式 F 就可以计算 p 个根所对应的线性相位补偿参数. 在式(22)中, 仅 F 是我们所关心, 它可以表示为:

$$F = \mathbf{B}^H \mathbf{p}(z) = \mathbf{0} \quad (23)$$

则问题 $\mathbf{G}^H \mathbf{p}(z) = \mathbf{0}^T$ 就转换为 $\mathbf{B}^H \mathbf{p}(z) = \mathbf{0}$, 假设对于矩阵 \mathbf{G} , 存在映射向量 \mathbf{b} , 使得 $\mathbf{G} \rightarrow \mathbf{B}$, 即

$$\mathbf{B} = \mathbf{G} \mathbf{b} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_1 \\ \mathbf{G}_2 \end{bmatrix} \mathbf{b} = [c \quad 1 \quad 0 \quad \dots \quad 0]_{1 \times q}^T \quad (24)$$

其中 \mathbf{G}_1 为 $p \times (q-p)$ 的子阵; \mathbf{G}_2 为 $(q-p) \times (q-p)$ 的

子阵; $\mathbf{c} = [c_1 \quad c_2 \quad \dots \quad c_p]^T$.

虽然 \mathbf{G}, \mathbf{B} 列维数不同, 但是它们具有相同的行维数, 因此映射向量 \mathbf{b} 是一定存在, 则 \mathbf{b}, \mathbf{c} 可以通过以下公式得到^[10,11]

$$\mathbf{b} = \mathbf{G}_2^{-1} \mathbf{H} \quad (25)$$

$$\mathbf{c} = \mathbf{G}_1 \mathbf{b} \quad (26)$$

其中: $\mathbf{H} = [1 \quad 0 \quad \dots \quad 0]_{1 \times (q-p)}^T$.

则 p 次的公因式为

$$p(z) = (\mathbf{G} \mathbf{b})^H \mathbf{p}(z) = \mathbf{B}^H \mathbf{p}(z) = \mathbf{C}^H \mathbf{p}'(z) \quad (27)$$

其中: $\mathbf{C} = [c_1 \quad c_2 \quad \dots \quad c_p \quad 1]^T, \mathbf{p}'(z) = [1 \quad z \quad \dots \quad z^p]^T$.

由快速 Root-MUSIC 方法的计算过程可以看出, 所构造的多项式的系数只与散射中心的个数有关, 在通常 Root-MUSIC 算法中求根时特征值分解的计算量为 $O(q^3)$, 快速 Root-MUSIC 方法只需要 $O(p^3)$, 大大降低了计算量. 但由于模型的简化, 没有充分利用噪声空间的信息, 因此相对于 Root-MUSIC 其估计精度易受噪声影响.

综上所述, 基于修正的 MUSIC 的融合成像算法参数估计步骤如下:

- (1) 假设相位补偿参数为 η 对雷达 2 观测中 $f_{N+1} \sim f_{N+M}$ 频率范围内每个频率采样点上的数据都除以 η
- (2) 对数据进行前向空间平滑处理, 并计算空间平滑后的自相关矩阵 $\tilde{\mathbf{R}}$;
- (3) 对 $\tilde{\mathbf{R}}$ 进行特征值分解, 根据特征值大小估计散射中心的个数 p , 并根据矩阵的特征向量得到信号子空间和噪声子空间向量 \mathbf{S}, \mathbf{G} ;
- (4) 根据式(25)、(26) 计算 \mathbf{b}, \mathbf{c} ;
- (5) 根据式(27) 计算多项式的一组根 $\{z_i\}$, 然后返回步骤 1 重新迭代计算
- (6) 当所有的可能的 η 假设都完成后, 在不考虑噪声的理想情况下, 由式(21) 可知在正确假设频率依赖参数 η 的前提下, 根据式(27) 计算的多项式的一组根应该位于单位圆上, 它们对应了散射中心的位置; 在考虑噪声的情况下, 根可能不位于单位圆上, 因此在所有的组中选取最接近单位圆的一组根(或这组根的空间谱之和最大), 即对所有的 η , 该组根 $\{z_i\}$ 满足

$$\min \left(\sum_{i=1}^p \|z_i - 1\| \right) \quad (28)$$

(7) 将 z_i 带入式(20) 计算散射中心位置 r_i , 同时根据这些根所对应的 η 可得雷达 2 相位补偿参数的估计值 α, β .

(8) 将相位补偿因子 η , 散射中心参数 r_i 带入式(10), 然后根据最小二乘原理由 $\mathbf{S}_{LS} = (\mathbf{B}^H \mathbf{B})^{-1} \mathbf{B}^H \mathbf{X}$ 计算散射中心的响应幅度 \mathbf{A}_i .

4 仿真试验

假设雷达 1 工作频率 1~ 1.15GHz, 雷达 2 工作频率 1.75~ 1.90GHz, 雷达 1 站址坐标(0, 0) km, 雷达 2 站址坐标为(1, 0) km, 目标由五个散射中心沿 y 轴排列构成, 散射中

心间隔如表中所示, 目标几何中心到雷达 1 距离为 300km, 两个雷达观测的初相差为 0.8π , 雷达与目标的几何关系如图 1 所示.

在理想无噪观测条件下, 基于多雷达信号层融合的修正快速 Root-MUSIC 一维距离像, 通过二维搜索得到线性相位 $\alpha = 1.667$,

$\beta = 2.513$; 两种方法的散射中心参数估计精度则分别如表 1 所示, 其中散射中心位置是以目标几何中心为参考的.

表 1 散射中心参数估计实验 1

		散射点 1	散射点 2	散射点 3	散射点 4	散射点 5	总体误差
散射中心参数真实值	位置	-1	-0.5	0	0.5	1	/
	幅度	1	1	1	1	1	/
单雷达估计	位置	-0.9876	0.7380	0.3550	0.5229	1.0402	0.6684
	幅度	1.2495	0.8426	0.9644	1.2549	0.8899	0.8075
多雷达融合估计	位置	-0.9984	0.5202	0.0355	0.4913	0.9996	0.0665
	幅度	1.0138	0.9499	0.9947	1.0541	1.0007	0.1240

为了进一步说明双雷达融合超分辨一维距离成像对成像质量的改善, 假设在理想观测条件下有两个点散射中心, 散射响应幅度均为 1, 散射中心间隔由 0.001~ 0.05m 逐渐增加, 雷达 1、2 的工作带宽, 和雷达站位置皆与前面假设相同, 分别采用本文提出的多雷达多频段融合一维成像算法和对雷达 1 数据采用快速 Root-MUSIC 算法进行散射中心参数估计, 仿真试验结果如下图 2 所示.

通常看成像质量除了要衡量散射中心的可分性外, 还需要考察估计位置是否对应真实散射中心位置, 根据成像分辨率定义和散射中心可分的判定准则可以知道从某种意义上分辨率与散射中心的估计精度密切相关. 为此本文这里为了便于仿真, 采取模型阶等于真实散射中心数目的

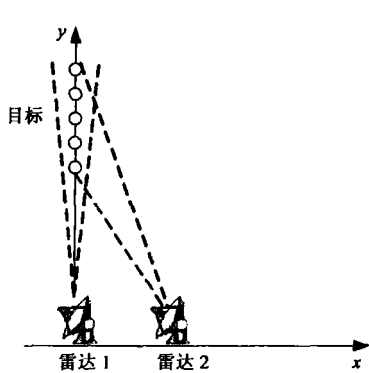


图 1 雷达与目标配置关系

间接评价方法. 由于当实际信号阶数与散射中心数目不匹配 (如: 散射中心不可分或有噪下的散射中心分裂) 时成像分辨率较差, 此时散射中心参数估计具有较大误差, 因此这里定义两个散射中心参数估计误差评价函数 $E = \sum_{i=1}^2 |\epsilon_i|$ 作为一种衡量散射中心分辨率的工具. 图 2(a) 为散射中心位置估计结果比较曲线, 图 2(b) 为散射中心响应幅度估计结果比较曲线, 由仿真试验结果可以看出, 本文所提出的方法在相同的散射中心间隔距离条件下, 估计误差小于单雷达估计算法, 由图 2 位置估计曲线比较可以明显看出本文算法的分辨率要好于单雷达结果.

图 3 为在相同的雷达观测条件下对于两个散射中心进行估计, 信噪比由 0~ 30dB 变化每个信噪比进行 100 次 Monte Carlo 仿真试验, 单雷达估计和多雷达融合估计在不同信噪比条件下的比较, 其中散射中心在以目标几何中心为坐标原点坐标系中的坐标分别为 (0, -2, 0) m 和 (0, 2, 0) m.

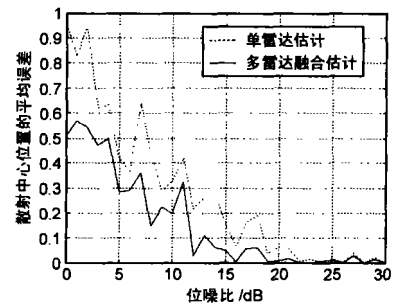


图 3 有噪条件下的估计精度比较

由上述仿真结果可以看出, 在较高信噪比观测下快速 Root-MUSIC 方法能够较好的估计散射中心参数. 在相同观测条件下, 多频段多雷达融合估计方法在散射中心参数估计精度和成像分辨率上都要高于基于单雷达观测的超分辨成像方法, 这主要是因为多频段多雷达融合成像充分利用了两部雷达在不同频段上的观测信息, 使得在修正 MUSIC 估计方法中的有效孔径尺寸和等效观测频带增加, 从而提高了参数估计精度和成像分辨率.

由上述仿真结果可以看出, 在较高信噪比观测下快速 Root-MUSIC 方法能够较好的估计散射中心参数. 在相同观测条件下, 多频段多雷达融合估计方法在散射中心参数估计精度和成像分辨率上都要高于基于单雷达观测的超分辨成像方法, 这主要是因为多频段多雷达融合成像充分利用了两部雷达在不同频段上的观测信息, 使得在修正 MUSIC 估计方法中的有效孔径尺寸和等效观测频带增加, 从而提高了参数估计精度和成像分辨率.

5 结论

针对多雷达稀疏子带观测情形, 本文提出了一种基于线性调信号的多雷达融合一维距离像成像的方法, 该方法融合多个雷达信号的观测信息, 通过对多个子带雷达信号统一建模, 使用修正的快速 Root-MUSIC 方法估计散射中心参数和相位补偿参数, 从而提高了目标一维距离像的分辨率. 理论分析和仿真试验表明, 在较高信噪比条件下, 当雷达间隔距离远远小于目标观测距离时, 该方法可以有效提高散射中心参数估计精度, 改善目标一维距离像分辨率.

参考文献:

[1] Michael P Hurst, Raj Mittra. Scattering center analysis via Prony's method[J]. IEEE Trans on Antennas and Propagation, 1987, 38(8): 986- 988.
 [2] Lee C Potter, Dar Ming Chiang, Rob Carriere, Michael J

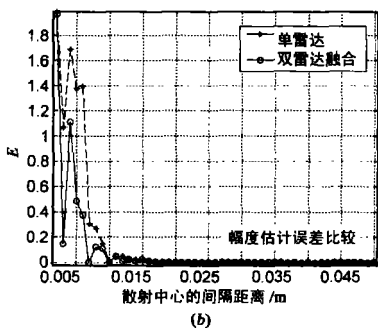
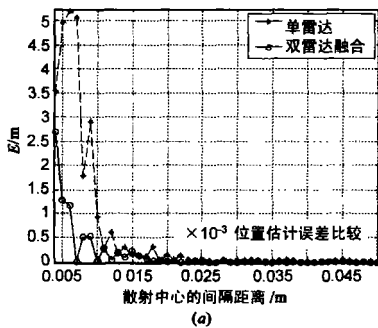


图 2 成像分辨率比较

- Gerry. A GTD-based parametric model for radar scattering[J]. IEEE Trans on Antennas and Propagation, 1995, 43(10): 1058–1067.
- [3] Chen Zengpin, Guo Biao, Han Hongzhe. Techniques for radar imaging based on MUSIC algorithm[A]. Ji Zhou. International Symposium on Multispectral Image Processing (ISMIP'98) [C]. Washington: SPIE-The International Society for Optical Engineering, 1998, 3545. 168–173.
- [4] 吴强, 王国林, 许荣庆. ESPRIT 超分辨 ISAR 成像[J]. 系统工程与电子技术, 1999, 21(7): 33–36.
- [5] Li Jian, Stoica P. Efficient mixed-spectrum estimation with applications to target feature extraction[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 1996, 44: 281–295.
- [6] Mark R McClure, Lawrence Carin. Matching pursuits with a wave-based dictionary[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 1997, 45(12): 2912–2927.
- [7] Kevin M Cuomo, Jean E Piou, Joseph T Mayhan. Ultrawide-band coherent processing[J]. IEEE Trans on Antennas and Propagation, 1999, 47(7): 1094–1107.
- [8] Wang Cheng, Hu Wei-dong, Du Xiao-yong, Yu Wen-xian. A new method of HRR profile formation based on multiple radars LFM signal fusion[A]. The 5th IEEE International Symposium on Signal Processing and Information Technology [C]. New York: IEEE Press, 2005. 131–135.
- [9] Michael Unser, Akram Aldroubi, Murray Eden. Fast B-spline transforms for continuous image representation and interpolation[J]. IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, 1991, 13(3): 277–285.
- [10] Q S Ren, A J Willis. Fast root MUSIC algorithm[J]. IEEE Electronics Letters, 1997, 33(6): 450–451.
- [11] Q S Ren, A J Willis. Extending MUSIC to single snapshot and on line direction finding applications[A]. IEEE International Radar Conference[C]. New York: IEEE Press, 1997. 783–787.

作者简介:

王成男, 1977年11月出生于西安, 国防科技大学ATR重点实验室博士研究生。现主要从事雷达信号处理与数据融合方面的研究。E-mail: w_cobra@sina.com

胡卫东男, 1967年9月出生于葫芦岛, 教授, 博士生导师。主要从事数据融合、雷达目标识别的科研教学, 已发表论文十余篇。E-mail: wdhu@nudt.edu.cn