论 文

基于压缩感知的宽孔径 SAR 成像

周汉飞*, 唐涛, 李禹, 栗毅

国防科技大学电子科学与工程学院, 长沙 410073

* 通信作者. E-mail: hanfei_zhou@yeah.net

收稿日期: 2013-06-25; 接受日期: 2013-11-05

国家自然科学基金 (批准号: 61171135) 资助项目

摘要 宽孔径 SAR 数据包含目标不同姿态角散射信息, 实现宽孔径 SAR 成像对目标轮廓重构与解译识别具有重要价值. 本文首先提出点模糊函数 (point ambiguous function, PAF) 研究影响压缩感知 SAR 成像的因素, 然后用模型失配函数 (model mismatch function, MMF) 分析宽孔径测量条件下点散射模型失配对成像性能的影响. 最后根据上述结论, 选择发射信号参数改善测量矩阵性能, 利用广义似然比检验方法克服模型失配对成像性能的影响. 实验结果验证了本文结论的正确性和成像算法的有效性.

关键词 SAR 成像 宽孔径 压缩感知 点模糊函数 广义似然比检验

1 引言

宽孔径合成孔径雷达 (wide aperture synthetic aperture radar, WASAR) 是指合成孔径雷达在数据采集过程中在方位向跨越一个很宽的角度, 以获得更高的方位向分辨率及更多的目标方位角散射信息 [1~6]. 宽孔径 SAR 的一个典型例子是无人机载 SAR. 因为可以安全抵近目标近距离进行探测, 无人机载 SAR 可在短时间内获得宽孔径 SAR 数据.

实现宽孔径 SAR 成像能够改善雷达目标可视化. 窄带 SAR 测量回波主要由类似镜面散射的散射体贡献, 因此 SAR 图像经常由少数亮点组成, 不利于人工判读和自动解译. 宽孔径 SAR 图像包含目标大角度范围散射, 散射具有光学漫反射效果, 能够很好地展现目标轮廓.

然而, 雷达目标的姿态敏感使点散射模型假设偏离宽孔径目标散射的实际物理过程 [7,8], 因而相干成像算法不适合处理宽孔径雷达数据 [9,10]. 实现宽孔径 SAR 成像的非相干算法包括广义似然比检验 (generalized likelihood ratio test, GLRT) [1~3] 方法和时频分析 [6]. GLRT 方法将宽孔径分割成多个子孔径分别进行成像, 然后用非相干方法将子孔径图像进行综合. 时频分析算法首先对接收数据进行时频分析, 得到一系列探测角度和频率的时频分布图, 然后融合这些图像实现宽孔径 SAR 成像.

在 GLRT 方法中, 子孔径成像可用传统成像算法实现, 但是存在两个问题. 一是传统成像算法需要对子图像进行配准, 增加了宽孔径 SAR 成像的实现难度; 二是不能定量分析子孔径分割、宽孔径 SAR 参数与点散射模型失配之间的联系. 本文提出基于压缩感知的宽孔径 SAR 成像: 子孔径成像使用压缩感知实现, 然后用 GLRT 方法实现子图像综合.

引用格式: 周汉飞, 唐涛, 李禹, 等. 基于压缩感知的宽孔径 SAR 成像. 中国科学: 信息科学, 2014, 44: 1021–1035, doi: 10.1360/N112013-00075

基于压缩感知的雷达成像不仅具有超分辨特性, 而且能够克服因散焦引起的成像模糊, 并且在测量矩阵构造同时即完成子图像配准任务. 更重要地, 本文提出的点模糊函数 (point ambiguous function, PAF) 可以分析宽孔径 SAR 参数对传感矩阵性能的影响, 模型失配函数 (model mismatch function, MMF) 可用于分析子孔径分割与模型失配的联系, 两个指标可用于指导基于压缩感知的 SAR 成像和宽孔径分割.

2 基于压缩感知的宽孔径 SAR 成像

基于压缩感知的宽孔径 SAR 成像由两个步骤组成, 首先对分割后的子孔径进行压缩感知成像, 然后用 GLRT 方法综合所得子图像.

2.1 压缩感知雷达成像研究现状

压缩感知 (compressive sensing, CS) 是一种新的信息获取理论, 它突破了香农 (Shannon) 采样定理 Nyquist 率的限制, 在数据获取同时完成数据压缩, 节省了数据获取和传输成本^[11,12]. 该理论指出, 如果目标向量具有稀疏性, 当传感矩阵 (sensing matrix, SM) 满足约束等距性 (restricted isometry property, RIP)^[12] 要求时, 则可用远少于目标向量维数的测量次数重构目标. 从传统分辨率概念理解, 基于压缩感知的雷达成像具有超分辨率性质^[13~19].

高频区雷达目标散射的稀疏性为压缩感知理论在雷达信号处理中的应用奠定了基础^[8]. 测量矩阵设计是压缩感知雷达成像的关键. 传感矩阵性能的改善主要通过改变雷达测量参数实现, 主要包括: ①通过调整发射信号改善传感矩阵性能^[14,15], 包括重新设计发射信号波形, 改变发射信号载频, 增加发射信号带宽等. ②通过随机空间位置采样改善传感矩阵性能^[16,17]. 另外, 依靠改进重构算法改善成像精度和稳定性也是压缩感知雷达成像的重要研究内容. 在最优化求解过程中引入权值可抑制雷达杂波, 从而实现基于压缩感知的 ISAR 成像^[18]. 贝叶斯压缩感知 (Bayesian CS, BCS) 用具有稀疏性的概率密度分布替代确定性的目标稀疏性约束, 可以利用目标散射先验信息确定概率密度参数, 基于 BCS 的稀疏孔径雷达成像取得了较好的成像效果^[19].

雷达成像中, 由于传感矩阵维数较高, 因此需要考虑算法效率. 针对大尺度超欠定方程, Donoho 等^[20] 提出了分段正交匹配追踪 (stagewise orthogonal matching pursuit, StOMP) 算法. 该算法重构性能可与经典的基追踪 (basis pursuit, BP)^[21] 和正交匹配追踪 (orthogonal matching pursuit, OMP) 算法^[22] 相比, 而在算法效率上优于后者.

2.2 SAR 信号模型

SAR 测量模型如图 1 所示. 假设目标由 S 个理想散射点组成, 散射点 $s(s = 1, 2, \dots, S)$ 的散射强度和位置分别为 ρ_s 和 (x_s, r_s) .

天线位置为 $(x_i, 0)(i = 1, 2, \dots, I)$, 发射信号为

$$p(t) = p_B(t) \exp(j2\pi f_c t), \quad (1)$$

其中, $p_B(t)$ 表示基带信号波形, f_c 为发射信号载频.

则由第 s 个散射点激励的回波信号为

$$y_{i,s}(t) = \rho_s p_B(t - 2r_{i,s}/c) \exp(-j4\pi f_c r_{i,s}/c), \quad (2)$$

图 1 SAR 成像模型

Figure 1 Model of SAR imaging

其中, $r_{i,s} = \sqrt{r_s^2 + (x_i - x_s)^2}$, c 表示电磁波传播速度.

令 $r_{\max} = \max_{i,s} r_{i,s}$, $r_{\min} = \min_{i,s} r_{i,s} = r_0$. 采样周期为 T_s , 离散 $p_B(t - 2r_0/c)$ 得 L 维向量 $\mathbf{p} = [p_1, p_2, \dots, p_L]^T$. 令 $\tilde{L} = \lceil \frac{2(r_{\max} - r_0)}{cT_s} \rceil + L$, $d_{i,s} = \lfloor \frac{2(r_{i,s} - r_0)}{cT_s} \rfloor$. 令

$$\mathbf{C}_{i,s} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{L \times d_{i,s}}, \mathbf{I}_{L \times L}, \mathbf{0}_{L \times (\tilde{L} - L - d_{i,s})} \end{bmatrix}^T, \quad (3)$$

则式 (2) 可写成向量形式为

$$\mathbf{y}_{i,s} = \rho_s \exp(-j2\pi k_c r_{i,s}) \mathbf{C}_{i,s} \mathbf{p}, \quad (4)$$

其中, $k_c = 2f_c/c$, 令

$$\mathbf{A}_{i,s} = \exp(-j2\pi k_c r_{i,s}) \mathbf{C}_{i,s}, \quad (5)$$

则 $(x_i, 0)$ 处的测量回波可写成

$$\mathbf{y}_i = \sum_{s=1}^S \rho_s \mathbf{A}_{i,s} \mathbf{p}. \quad (6)$$

2.3 基于压缩感知的 SAR 成像模型

离散成像区域为目标向量 $\mathbf{g} = [g_1, g_2, \dots, g_N]^T$, g_n 对应位置为 (x_n, r_n) . 令

$$\mathbf{a}_n = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{1,n}^T, \mathbf{A}_{2,n}^T, \dots, \mathbf{A}_{I,n}^T \end{bmatrix}^T \mathbf{p}. \quad (7)$$

显然, $\mathbf{a}_n$ 为 $M = I \times \tilde{L}$ 维向量. 令

$$\mathbf{A} = [\mathbf{a}_1, \mathbf{a}_2, \dots, \mathbf{a}_N], \quad (8)$$

$$\mathbf{y} = [\mathbf{y}_1^T, \mathbf{y}_2^T, \dots, \mathbf{y}_I^T]^T, \quad (9)$$

则有

$$\mathbf{y} = \mathbf{A}\mathbf{g}. \quad (10)$$

式 (10) 即 CS 成像模型. 其中 $\mathbf{g}$ 为目标向量, $\mathbf{A}$ 为测量矩阵, $\mathbf{y}$ 为测量数据. $\mathbf{a}_n (n = 1, 2, \dots, N)$ 称为传感矩阵的原子.

测量数据不可避免被噪声干扰, 因此有

$$\mathbf{y} = \mathbf{A}\mathbf{g} + \boldsymbol{\varepsilon}, \quad (11)$$

其中, $\boldsymbol{\varepsilon}$ 表示方差为 σ^2 的高斯白噪声.

根据测量数据 $\mathbf{y}$ 重构目标向量 $\mathbf{g}$ 即实现基于压缩感知的雷达成像. $\mathbf{A}$ 的性质是决定成像精度和稳定性的关键. 需要说明的是, 本文假设目标向量 $\mathbf{g}$ 本身具有稀疏性, 所以在以下叙述中测量矩阵和传感矩阵表示相同概念.

2.4 广义似然比检验方法

广义似然比检验是一种非相干数据融合方法, 其研究对象是具有角度依赖的测量数据. 为避免同一位置不同角度测量数据的相互影响, 广义似然比检验寻找角度测量最大值作为该位置点的图像.

假设 θ 表示测量方位角, 用分割窗 $w(\theta; \theta_c, \Delta)$ 对宽孔径进行分割. 分割窗表达式如下:

$$w(\theta; \theta_c, \Delta) = \begin{cases} 1, & -\Delta/2 \leq \theta - \theta_c \leq \Delta/2, \\ 0, & \text{其他,} \end{cases} \quad (12)$$

其中, θ_c 表示子孔径中心角, Δ 表示子孔径合成角.

假设 $I_{\text{sub}}(x, r; \theta_c, \Delta)$ 表示由压缩感知成像得到的复子图像, 则宽孔径 SAR 成像表示为

$$I_{\text{WASAR}}(x, r) = \max_{\theta_c, \Delta} |I_{\text{sub}}(x, r; \theta_c, \Delta)|. \quad (13)$$

本文研究的其中一项内容是子孔径合成角 Δ 的确定.

3 成像性能影响因素分析

精度和鲁棒性是衡量成像性能的主要指标. 在压缩感知 SAR 成像中, 成像精度和鲁棒性由传感矩阵 RIP 或互相干 (mutual coherence, MC) 决定. 本节从 MC 出发, 借鉴雷达成像中的点扩展函数 (point spread function, PSF) 概念, 提出用 PAF 衡量传感矩阵性能, 然后以此准则分析成像性能影响因素.

3.1 RIP 与 MC^[12]

定义 1 设 $\mathbf{g}$ 是任意 S —稀疏向量, 传感矩阵 $\mathbf{A}$ 的约束等距常数 δ_S 是指满足下式的最小 δ :

$$(1 - \delta)\|\mathbf{g}\|_2^2 \leq \|\mathbf{A}\mathbf{g}\|_2^2 \leq (1 + \delta)\|\mathbf{g}\|_2^2, \quad (14)$$

如果 $\delta_S \in (0, 1)$, 则 $\mathbf{A}$ 具备 RIP.

RIP 要求传感矩阵 $\mathbf{A}$ 对 $\mathbf{g}$ 作用具有保距性, 测量向量能够保持目标内在结构. δ_S 越小意味性能越好, 当 $\delta_S \rightarrow 0$ 时, 则传感矩阵的任意 S 列近似正交.

实际应用中, RIP 很难判断, 因此经常用容易计算的 MC 替代. MC 定义为

$$\mu = \mu(\mathbf{A}) = \max_{1 \leq n \neq n' \leq N} \frac{|\langle \mathbf{a}_n, \mathbf{a}_{n'} \rangle|}{\|\mathbf{a}_n\|_2 \|\mathbf{a}_{n'}\|_2}. \quad (15)$$

本质上, μ 是 $\mathbf{A}$ 中原子的最大归一化互相关系数, μ 越小表示 $\mathbf{A}$ 的 RIP 越好.

3.2 点模糊函数 (PAF)

假设 $\mathbf{e}_n$ 表示除 (x_n, r_n) 处有单位强度散射点外其余位置无散射的理想目标. 在压缩感知 SAR 成像中, PAF 定义如下:

$$\text{PAF}(n, n') = \frac{|\langle \mathbf{A}\mathbf{e}_n, \mathbf{A}\mathbf{e}_{n'} \rangle|}{\|\mathbf{A}\mathbf{e}_n\|_2 \|\mathbf{A}\mathbf{e}_{n'}\|_2} = \frac{|\langle \mathbf{a}_n, \mathbf{a}_{n'} \rangle|}{\|\mathbf{a}_n\|_2 \|\mathbf{a}_{n'}\|_2}, \quad (16)$$

PAF 描述了 $\mathbf{e}_n$ 与 $\mathbf{e}_{n'}$ 的模糊度.

如果 $\text{PAF}(n, n') \ll 1$, 则暗指在成像时能够较好地分辨 $\mathbf{e}_n$ 和 $\mathbf{e}_{n'}$.

显然, 传感矩阵 PAF 与 MC 具有如下关系:

$$\mu = \max_{n \neq n'} \text{PAF}(n, n'). \quad (17)$$

PAF 在压缩 SAR 成像中具有明确物理意义, 它表示两个散射点之间的模糊度, 决定压缩重构算法对该散射点的可分离性.

根据式 (5) 和 (7), 有

$$\langle \mathbf{a}_n, \mathbf{a}_{n'} \rangle = \sum_{i=1}^I \exp\left(j2\pi k_c(r_{i,n} - r_{i,n'})\right) \mathbf{p}^H \mathbf{C}_{i,n}^H \mathbf{C}_{i,n'} \mathbf{p}. \quad (18)$$

定义 $\Delta d_i^{n,n'} = d_{i,n} - d_{i,n'}$, 则

$$\mathbf{C}_{i,n}^H \mathbf{C}_{i,n'} = \mathbf{I}_L^{\Delta d_i^{n,n'}}, \quad (19)$$

其中

$$\mathbf{I}_L^{\Delta d_i^{n,n'}} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{(L-\Delta d_i^{n,n'}) \times \Delta d_i^{n,n'}} & \mathbf{I}_{(L-\Delta d_i^{n,n'}) \times (L-\Delta d_i^{n,n'})} \\ \mathbf{0}_{\Delta d_i^{n,n'} \times \Delta d_i^{n,n'}} & \mathbf{0}_{\Delta d_i^{n,n'} \times (L-\Delta d_i^{n,n'})} \end{bmatrix} \quad (20)$$

是一个 $L \times L$ 矩阵.

根据式 (20), 有

$$\mathbf{p}^H \mathbf{C}_{i,n}^H \mathbf{C}_{i,n'} \mathbf{p} = \sum_{l=1}^{L-\Delta d_i^{n,n'}} p_l p_{l+\Delta d_i^{n,n'}}. \quad (21)$$

定义 $\Delta r_i^{n,n'} = r_{i,n} - r_{i,n'}$, 并将式 (21) 代入式 (18), 有

$$|\langle \mathbf{a}_n, \mathbf{a}_{n'} \rangle| = \left| \sum_{i=1}^I \left(\exp(j2\pi k_c \Delta r_i^{n,n'}) \sum_{l=1}^{L-\Delta d_i^{n,n'}} p_l p_{l+\Delta d_i^{n,n'}} \right) \right|. \quad (22)$$

显然, 有

$$\|\mathbf{a}_{n'}\|_2 = \|\mathbf{a}_n\|_2 = \sqrt{\mathbf{I} \mathbf{p}^H \mathbf{p}}. \quad (23)$$

因此, 则式 (16) 可表示为

$$\text{PAF}(n, n') = \frac{\left| \sum_{i=1}^I \left(\exp(j2\pi k_c \Delta r_i^{n, n'}) \sum_{l=1}^{L-\Delta d_i^{n, n'}} p_l p_{l+\Delta d_i^{n, n'}} \right) \right|}{I \mathbf{p}^H \mathbf{p}}, \quad (24)$$

其中, $\Delta r_i^{n, n'}$ 可分解为多项式表示

$$\Delta r_i^{n, n'} \approx r_n - r_{n'} + \frac{(x_n - x_i)^2}{2r_n} - \frac{(x_{n'} - x_i)^2}{2r_{n'}} - \frac{(x_n - x_i)^4}{8r_n^3} + \frac{(x_{n'} - x_i)^4}{8r_{n'}^3} + \frac{(x_n - x_i)^6}{16r_n^5} - \frac{(x_{n'} - x_i)^6}{16r_{n'}^5}. \quad (25)$$

如图 1 所示, (x_c, r_c) 表示成像中心, θ_i 表示测量点 $(x_i, 0)$ 到成像中心的视角. 考虑到 $|r_{n'} - r_n| \ll r_c$ 及 $|x_{n'} - x_n| \ll r_c$, 有 $\frac{x_n - x_i}{r_n} \approx \frac{x_c - x_i}{r_c}$ 和 $\frac{x_{n'} - x_i}{r_{n'}} \approx \frac{x_c - x_i}{r_c}$, 代入式 (25), 有

$$\Delta r_i^{n, n'} \approx r_n - r_{n'} + (x_n - x_{n'}) \tan \theta_i - \frac{1}{2}(x_n - x_{n'}) \tan^3 \theta_i + \frac{3}{8}(x_n - x_{n'}) \tan^5 \theta_i, \quad (26)$$

$$\text{且 } \Delta d_i^{n, n'} = \left\lceil 2\Delta r_i^{n, n'} / (cT_s) \right\rceil.$$

3.3 PAF 影响因素分析

3.3.1 距离向 PAF 影响因素分析

在距离向, 假设 $x_n = x_{n'}$, $\Delta r = \Delta r_i^{n, n'} = r_n - r_{n'}$ 及 $\Delta d = \Delta d_i^{n, n'} = \lceil 2\Delta r / (cT_s) \rceil$, 则距离向 PAF 表示为

$$\text{PAF}_r(\Delta r) = \frac{\left| \sum_{l=1}^{L-\Delta d} p_l p_{l+\Delta d} \right|}{\mathbf{p}^H \mathbf{p}}. \quad (27)$$

式 (27) 表明, 距离向 PAF 主要由基带信号波形 $p_B(t)$ 决定. 对线性调频信号 (LFM) 而言, 波形主要由发射信号带宽决定, 因此 LFM 信号带宽是距离向 PAF 的决定因素. 这一结论与 SAR 成像中的 PSF 类似.

图 2 比较了线性调频信号 (LFM)、相位编码 (phase-coded) 信号和伪随机高斯白噪声 (Gaussian white noise) 3 个不同波形对距离向 PAF 的影响. 其中, 发射信号载频为 10 GHz, 带宽为 1 GHz, 相位编码信号用巴克码进行二相编码 [23]. 与线性调频信号相比, 使用伪随机高斯白噪声能够很好地改善距离向 PAF 性能, 使用相位编码信号的距离向 PAF 也有一定程度的改善.

图 3 表示 LFM 信号带宽对距离向 PAF 的影响. 增大带宽能够改善距离向 PAF 性能. 因此, 对传统 LFM 信号雷达来说, 增大带宽是改善距离向成像性能的主要方法.

3.3.2 方位向 PAF 影响因素分析

在方位向, 假设 $r_n = r_{n'}$, $\Delta x = x_n - x_{n'}$, 则下式成立:

$$\Delta r_i^{n, n'} \approx \Delta x \tan \theta_i - \frac{1}{2}\Delta x \tan^3 \theta_i + \frac{3}{8}\Delta x \tan^5 \theta_i, \quad (28)$$

且 $\Delta d_i^{n, n'} \approx \lceil 2\Delta x \tan \theta_i / (cT_s) \rceil$. 则方位向 PAF 表示为

图 2 波形对距离向 PAF 的影响

Figure 2 The PAF of range is dominated by waveform

图 3 LFM 信号带宽对距离向 PAF 的影响

Figure 3 The PAF of range is dominated by bandwidth of LFM waveform

$$\text{PAF}_a(\Delta x) =$$

$$\frac{\left| \sum_{i=1}^I \left(\exp \left(j2\pi k_c \tan \theta_i \left(1 - \frac{1}{2} \tan^2 \theta_i + \frac{3}{8} \tan^4 \theta_i \right) \Delta x \right) \sum_{l=1}^{L - \lceil 2\Delta x \tan \theta_i / (cT_s) \rceil} p_l p_{l + \lceil 2\Delta x \tan \theta_i / (cT_s) \rceil} \right) \right|}{I \mathbf{p}^H \mathbf{p}}. \quad (29)$$

一般来说, 基带信号包络平移 $\lceil 2\Delta x \tan \theta_i / (cT_s) \rceil$ 可忽略, 因此有

$$\sum_{l=1}^{L - \lceil 2\Delta x \tan \theta_i / (cT_s) \rceil} p_l p_{l + \lceil 2\Delta x \tan \theta_i / (cT_s) \rceil} \approx \mathbf{p}^H \mathbf{p},$$

则方位向 PAF 可近似为

$$\text{PAF}_a(\Delta x) \approx \frac{\left| \sum_{i=1}^I \exp \left(j2\pi k_c \tan \theta_i \left(1 - \frac{1}{2} \tan^2 \theta_i + \frac{3}{8} \tan^4 \theta_i \right) \Delta x \right) \right|}{I}. \quad (30)$$

式 (30) 表明, 方位向 PAF 与发射信号波形无关, 取决于发射信号载频及合成孔径角 (用 φ_{sa} 表示).

当 φ_{sa} 较小时, 有 $|\frac{1}{2} \tan^2 \theta_i| \ll 1$ 及 $|\frac{3}{8} \tan^4 \theta_i| \ll 1$, 有

$$\text{PAF}_a(\Delta x) \approx \frac{\left| \sum_{i=1}^I \exp \left(j2\pi k_c \tan \theta_i \Delta x \right) \right|}{I}, \quad (31)$$

因为 $\tan \theta_i = x_i / r_c$, 则

$$\text{PAF}_a(\Delta x) \approx \text{sinc} \left(2k_c \tan \frac{\varphi_{\text{sa}}}{2} \Delta x \right), \quad (32)$$

其中 $\text{sinc}(x) = \sin(\pi x) / (\pi x)$.

图 4 表示合成孔径角对方位向 PAF 的影响, 其中发射信号载频为 10 GHz. 对任意 Δx , 增大合成孔径角能够改善方位向 PAF 性能. 该结论与传统成像中方位向点扩展函数类似.

图 4 合成孔径角对方位向 PAF 的影响

Figure 4 The PAF of azimuth is dominated by synthetic aperture

3.3.3 结论

在远场条件下, 二维 PAF 可以表示为

$$\text{PAF}(\Delta r, \Delta x) = \text{PAF}_r(\Delta r) \text{PAF}_a(\Delta x), \quad (33)$$

即二维 PAF 是距离向 PAF 与方位向 PAF 的乘积.

综合以上分析可以, PAF 性能改善可通过如下 4 个途径实现:

- 1) 使用伪随机波形作为发射信号, 比如伪随机高斯白噪声波形等.
- 2) 对 LFM 信号雷达, 扩大信号带宽.
- 3) 提高发射信号载频.
- 4) 扩大合成孔径角.

宽孔径 SAR 有较大的合成孔径角, 能够改善方位向 PAF. 然而, 合成孔径角增大将使点散射模型假设不再合理. 下面分析点散射模型失配对成像的影响, 从而为宽孔径分割提供依据.

4 模型失配分析

由于散射中心的散射幅度随测量角度发生变化 [8]. 因此当合成孔径角 φ_{sa} 增大时, 点散射模型不能合理描述目标响应, 传感矩阵与目标散射之间存在失配. 本文引入模型失配函数 (MMF) 分析 φ_{sa} 对模型失配的影响.

4.1 MMF

图 5 表示一个非理想散射点散射响应的空变示意图. $\rho_{i,s}$ 表示散射点 s 在 θ_i 方向的散射强度 (θ_i 与 x_i 的关系如图 1 所示).

根据式 (4) 和 (5), 在 $(x_i, 0)$ 处由散射点 s 贡献的回波表示为

$$\mathbf{y}_{i,s} = \rho_{i,s} \mathbf{A}_{i,s} \mathbf{p}. \quad (34)$$

所有测量点回波统一用向量表示为

图 5 非理想散射体空变性

Figure 5 The azimuth-dependency of no-ideal scatterer

$$\mathbf{y}_s = [\mathbf{y}_{1,s}^T, \mathbf{y}_{2,s}^T, \dots, \mathbf{y}_{I,s}^T]^T. \quad (35)$$

则散射点 s 的 MMF 定义为

$$\text{MMF}_s(\varphi_{sa}) = 1 - \frac{|\langle \mathbf{y}_s, \mathbf{a}_s \rangle|}{\|\mathbf{y}_s\|_2 \|\mathbf{a}_s\|_2}, \quad (36)$$

其中 $\mathbf{a}_s$ 的定义如式 (7) 所示, 表示位置 (x_s, r_s) 处对应的传感矩阵原子.

显然, 假如 $\forall i \in \{1, 2, \dots, I\}$, 有 $\rho_i \equiv C$ (C 表示常数), 则有 $\text{MMF}_s = 0$, 表示模型不存在失配. MMF_s 本质上描述原子 $\mathbf{a}_s$ 与非理想散射点 s 之间的不相关性, MMF_s 增大将降低 s 重构精度和稳定性. 化简式 (36), 有

$$\text{MMF}_s(\varphi_{sa}) = 1 - \sum_{i=1}^I |\rho_{i,s}| / \sqrt{I \sum_{i=1}^I |\rho_{i,s}|^2}. \quad (37)$$

4.2 模型失配分析

下面以 5 个典型散射体散射为例^[24], 分析合成孔径角与模型失配之间的关系, 从而为宽孔径分割提供依据. 为便于比较, 假设标准散射体的尺寸为 1 米.

模型 1 圆形平板 (circular plate, CirP)

圆形平板散射强度与方位向测量角的关系如下:

$$\rho_{i,\text{cp}} = C_{\text{cp}} \cos \theta_i \frac{J_1(2k_c(1 - 0.5 \cos^2 \theta_i)^{1/2})}{(1 - 0.5 \cos^2 \theta_i)^{1/2}}, \quad (38)$$

其中, C_{cp} 表示常数, J_1 表示一阶 Bessel 函数.

模型 2 二面角 (dihedral, DiH)

二面角二次散射与方位向测量角的关系如下:

$$\rho_{i,\text{dih}} = C_{\text{dih}} \cdot \text{sinc}(k_c \sin \theta_i), |\theta_i| \leq \frac{\pi}{2}, \quad (39)$$

其中, C_{dih} 表示常数.

模型 3 三面角 (trihedral, TriH)

三面角三次散射与方位向测量角有如下关系:

$$\rho_{i,\text{th}} = C_{\text{th}} \sin(\pi/4 - |\theta_i|), \theta_i \leq \frac{\pi}{4}, \quad (40)$$

图 6 典型散射体 MMF 分析

Figure 6 The MMF of typical scatterers

其中, C_{th} 表示常数.

模型 4 圆柱 (cylinder)

圆柱散射与方位向测量角关系:

$$\rho_{i,cyl} = C_{cyl} \sqrt{\cos \theta_i} \cdot \text{sinc}(k_c \sin \theta_i), \quad (41)$$

其中, C_{cyl} 表示常数.

模型 5 圆台 (tophat)

圆台散射是常数:

$$\rho_{i,tophat} = C_{tophat}, \quad (42)$$

其中, C_{tophat} 表示常数.

图 6 画出了 5 个典型散射体的模型失配函数. 三面角和圆台散射角度较大且散射稳定, 因此它们有很小的 MMF. 比较而言, 因为二面角和圆柱具有类似镜面反射的散射效应, 因此当合成孔径角增大时, 它们的 MMF 急剧增大, 不利于对这类散射点进行宽孔径成像. 这些典型散射体的 MMF 是指导宽孔径分割的重要依据.

5 算法步骤及仿真实验

5.1 成像算法步骤

根据对 PAF 和 MMF 的分析, 总结宽孔径 SAR 成像步骤如下:

步骤 1: 根据距离向 PAF 分析结论选择发射信号波形, 最好以伪随机序列作为发射信号. 如果使用 LFM 信号, 需要足够带宽以改善距离向 PAF 性能.

步骤 2: 获取宽孔径 SAR 数据.

步骤 3: 根据合成孔径角对方位向 PAF 及 MMF 的影响选择子孔径大小. 根据图 6 的分析, 在发射信号载频为 10 GHz 条件下, 子孔径角以 6° 左右为宜, 这样在保证方位向 PAF 性能的同时也使大多数散射中心具有较小的 MMF.

图 7 具有 42 个理想散射点的目标

Figure 7 The target with 42 ideal scatterers

表 1 理想目标压缩 SAR 成像参数

Table 1 The SAR parameters for CS-based imaging of ideal target

Parameters style	#1SAR	#2SAR
Waveform	LFM signal	Gaussian white noise
Carrier frequency	10 GHz	10 GHz
Bandwidth	1.0 GHz	—
Pulse width	40 ns	40 ns
Synthetic aperture	6.0°	6.0°
Samples of range	30	30
Samples of azimuth	30	30
Domain of imaging	4.8 m×4.8 m	4.8 m×4.8 m
Samples of domain	41×41	41×41

步骤 4: 根据步骤 3 的结论, 对宽孔径进行分割 (各子孔径之间可部分重叠), 然后对各个子孔径应用压缩感知进行成像.

步骤 5: 使用 GLRT 方法综合所得子孔径图像实现宽孔径 SAR 成像.

5.2 理想目标宽孔径 SAR 成像

仿真目标由 42 个理想散射点组成, 散射点空间分布如图 7 所示. 散射点强度服从 $[0.3, 1]$ 的均匀分布. 分别用 2 组参数对仿真目标进行压缩 SAR 成像, 测量参数如表 1 所示.

图 8(a) 和图 8(b) 分别是线性调频信号和伪随机高斯白噪声波形的二维 PAF, SAR 具体参数如表 1. 使用伪随机发射波形能够改善 PAF 性能, 从而提升成像算法鲁棒性. 当使用 LFM 信号作为发射波形时, 压缩感知成像算法对噪声非常敏感, $\text{SNR} > 30$ dB 时才能实现成像; 如果使用伪随机高斯白噪声作为发射波形, 甚至当 $\text{SNR} < 0$ dB 时也能得到较好的成像结果, 如图 9 所示. 可以看出, 当发射信号为伪随机高斯白噪声波形时, $\text{SNR} = 0$ dB 的成像结果要优于 $\text{SNR} = 30$ dB 时 LFM 信号的压缩 SAR 成像. 需要指出的是, 由于在测量矩阵构造时将二维测量进行了向量化, 本文的 SNR 表示二维相干累

图 8 二维 PAF

Figure 8 The 2D PAF. (a) #1SAR; (b) #2SAR

图 9 压缩 SAR 成像

Figure 9 CS-based SAR imaging. (a) LFM waveform, SNR=30 dB; (b) Gaussian white noise, SNR=0 dB

积后的信噪比。

考虑到伪随机序列波形的有效性, 下面的空变散射目标 SAR 成像使用伪随机高斯白噪声作为发射信号。

5.3 空变散射目标宽孔径 SAR 成像

假设雷达目标由 4 个散射点组成, 散射点位置分别为 (0 m, 0 m), (0.5 m, 0 m), (0 m, 0.5 m) 和 (0.4 m, 0.4 m)。散射点的空变特性如图 10 所示。

雷达发射伪随机高斯白噪声波形, 载频为 10 GHz, 合成孔径角 $\varphi_{sa} = 24^\circ$, 测量数据信噪比 SNR=10 dB。将宽孔径划分为 6° 大小的子孔径, 相邻子孔径重叠 3° , 如此可得 7 个子孔径。对 7 个子孔径分别进行压缩成像, 然后用 GLRT 方法综合子孔径图像实现宽孔径 SAR 成像, 如图 11 所示。因为宽孔径 SAR 成像对目标不同角度散射特性的刻画能力, 宽孔径 SAR 图像能够很好地展现目标轮廓。

5.4 算法鲁棒性分析

图 12 描述信噪比 (SNR) 对空变目标宽孔径 SAR 成像 RMSE 的影响, 目标和测量参数同 5.3 小

图 10 散射点方位依赖性

Figure 10 The azimuth-dependency of scatterers

图 11 非理想目标宽孔径 SAR 成像

Figure 11 Wide aperture SAR imaging for no-ideal target

图 12 信噪比对成像 RMSE 的影响

Figure 12 The imaging RMSE is influence by SNR

节, RMSE 定义为成像结果与实际目标幅度差的均方根. 图中“◇”表示在该 SNR 条件下, 压缩 SAR 算法不能对数据进行成像. 该实验表明, 使用伪随机高斯白噪声作为发射波形, 能够改善基于压缩感知的宽孔径 SAR 成像算法鲁棒性.

6 结论

随着合成孔径角的增大, 雷达成像技术面临新的挑战. 传统雷达成像技术立足于目标的理想散射假设, 该假设在宽孔径条件下不再适用.

将合成孔径分割成子孔径以解决模型失配问题只是权宜之计, 寻找发射信号使之与目标特性相匹配才是未来雷达研究的主要方向. 压缩感知理论中的随机传感矩阵性质为新型发射信号设计提供了新思路和新方法.

基于压缩感知的雷达成像, 重点需要考虑两个问题, 一是传感矩阵性能的提高, 二是模型失配问题的解决. 本文提出 PAF 和 MMF 对基于压缩感知的雷达设计提供了一套新的指标. 利用该指标, 可以定量研究发射波形、载频、空间采样方法和合成孔径角等对成像性能的影响. 对未来基于压缩感知的雷达信息获取具有指导意义.

参考文献

- 1 Moses R L, Potter L C, Cetin M. Wide angle SAR imaging. In: Proceedings of SPIE Defense and Security Symposium, Algorithms for Synthetic Aperture Radar Imagery XI, Orlando, 2004. 164–175
- 2 Moses R L, Potter L C. Noncoherent 2D and 3D SAR reconstruction from wide-angle measurements. In: Proceedings of 13th Annual Adaptive Sensor Array Processing Workshop, MIT Lincoln Laboratory, Lexington, 2005
- 3 Varshney K R, Cetin M, Fisher J W, et al. Joint image formation and anisotropy characterization in wide-angle SAR. In: Proceedings of SPIE Algorithm for Synthetic Aperture Radar Imagery XIII, 2006. 62370D1–62370D12
- 4 Moses R L, Adams P, Biddlecome T. Three-dimensional target visualization form wide-angle IFSAR data. In: Proceedings of Synthetic Aperture Radar XII SPIE Defense and Security Symposium, 2005. 284–291
- 5 Dungan K E, Potter L C. 3-D imaging of vehicles using wide aperture radar. IEEE Trans Aero Elec Sys, 2011, 47: 187–200
- 6 Lanterman A D, Munson D C, Wu Y. Wide-angle radar imaging using time-frequency distributions. IEE P Radar Son Nav, 2003, 150: 203–211
- 7 Huang P K, Yin H C, Xu X J. Radar Target Feature. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2005 [黄培康, 殷红成, 许小剑. 雷达目标特性. 北京: 电子工业出版社, 2005]
- 8 Potter L C, Moses R L. Attributed scattering centers for SAR ATR. IEEE Trans Image Process, 1997, 6: 79–91
- 9 Hong W, Hu D H. Digital Processing of Synthetic Aperture Radar Data: Algorithms and Implementation. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2007 [洪文, 胡东辉. 合成孔径雷达成像—算法与实现. 北京: 电子工业出版社, 2007]
- 10 Bao Z, Xing M D, Wang T. Radar Imaging Technology. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2005 [保铮, 邢孟道, 王彤. 雷达成像技术. 北京: 电子工业出版社, 2005]
- 11 Donoho D L. Compressed sensing. IEEE Trans Inform Theory, 2006, 52: 1289–1306
- 12 Candes E J, Romberg J, Tao T. Robust uncertainly principles: exact signal reconstruction from highly incomplete frequency information. IEEE Trans Inform Theory, 2006, 52: 489–509
- 13 Potter L C, Erthin E, Parker J T, et al. Sparsity and compressed sensing in radar imaging. P IEEE, 2010, 98: 1006–1020
- 14 Herman M, Strohmer T. High-resolution radar via compressed sensing. IEEE Trans Signal Proces, 2009, 57: 2275–2284
- 15 Zhang L, Qiao Z J, Xing M D, et al. High-resolution ISAR imaging with sparse stepped-frequency waveforms. IEEE Trans Geosci Remote, 2011, 49: 4630–4651
- 16 Patel V M, Easley G R, Healy D M, et al. Compressed synthetic aperture radar. IEEE J-STSP, 2010, 4: 244–254
- 17 Alonso M T, Dekker P L, Mallorqui J J. A novel strategy for radar imaging based on compressive sensing. IEEE Trans Geosci Remote, 2010, 48: 4285–4295
- 18 Zhang L, Xing M D, Qiu C W, et al. Resolution enhancement for inversed synthetic aperture radar imaging under low SNR via improved compressive sensing. IEEE Trans Geosci Remote, 2010, 48: 3824–3838
- 19 Zhang L, Qiao Z J, Xing M D, et al. High-resolution ISAR imaging by exploiting sparse apertures. IEEE Trans Antenn Propag, 2012, 60: 997–1008
- 20 Donoho D L, Tsai Y, Drori I, et al. Sparse Solution of Underdetermined Linear Equations by Stagewise Orthogonal Matching Pursuit. Technique Report TR-2006-2, Stanford University, Department of Statistics, 2006
- 21 Donoho D L, Elad M, Temlyakov V N. Stable recovery of sparse overcomplete representation in the presence of noise. IEEE Trans Inform Theory, 2006, 52: 6–18
- 22 Tropp J, Gilbert A. Signal recovery from random measurements via orthogonal matching pursuit. IEEE Trans Inform Theory, 2007, 53: 4655–4666

- 23 Xing M D, Wang T, Li Z F. Fundamentals of Radar Signal Processing. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2008 [邢孟道, 王彤, 李真芳. 雷达信号处理基础. 北京: 电子工业出版社, 2008]
- 24 Richards J A, Willsky A S, Fisher J W. Expectation-maximization approach to target model generation from multiple synthetic aperture radar images. Opt Eng, 2002, 41: 150–166

Wide aperture SAR imaging based on compressive sensing

ZHOU HanFei*, TANG Tao, LI Yu & SU Yi

School of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China

*E-mail: hanfei-zhou@yeah.net

Abstract The wide aperture SAR collect object signature from different aspects, which means that wide aperture SAR imaging is valuable for object visualization and automatic target recognition (ATR). In this paper, the point ambiguous function (PAF) is proposed to analyze the factors which dominate the performance of compressed SAR imaging. Then the model mismatch function (MMF) is presented to study the instability which is the result of the mismatch of point scattering model assumption for wide aperture SAR. By these analyses, the Gaussian white noise waveform is applied for improving the performance of PAF, and generalized likelihood ratio test method is applied to relieve the instability of imaging which is caused by model mismatch. Experiments results validate the effectiveness of PAF and MMF, and the feasibility of proposed algorithm.

Keywords SAR imaging, wide aperture, compressive sensing (CS), point ambiguous function (PAF), generalized likelihood ratio test (GLRT)

ZHOU HanFei was born in Lianyuan, Hunan, China, in 1981. He received the B.S. and M.S. degrees in Dalian Naval Academy, Dalian, China, in 2004 and 2008 respectively. He received the Ph.D. degree in the School of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha, China. His research interests include radar signal processing, object feature extraction and compressive sensing.

TANG Tao was born in Xi'an, China, in 1980. He received his B.S. and M.S. degrees at National University of Defense Technology (NUDT) in 2002 and 2006. He is currently a lecturer with the School of Electronic Science Engineering in National University of Defense Technology, Hunan, China. His research interests include image interpretation and feature extraction.

LI Yu was born in Nanyang, China, in 1975. He received the B.S., M.S. and Ph.D. degrees in electronic engineering in School of Electric engineering, National University of Defense Technology in 1998, 2003 and 2007 respectively. He is currently an Instructor with the School of Electronic Science Engineering in National University of Defense Technology, Hunan, China. His research interests include UWB radar signal processing, remote sensing.

SU Yi was born in Taian, Shandong, China, in 1961. He received the B.S., M.S., and Ph.D. degrees in electronic engineering from the School of Electric engineering, National University of Defense Technology, Changsha, China in 1982, 1988 and 2001 respectively. He is currently a Professor with the School of Electronic Science Engineering in National University of Defense Technology, Changsha, China. His research interests include signal processing, radar target characteristics, UWB radar, and remote sensing.