

基于 TRIAA 与压缩感知的 ISAR 去微多普勒方法

张荣政, 王 勇

(哈尔滨工业大学电子工程技术研究所, 哈尔滨 150001)

摘要: 随着现代雷达的信号质量和分辨率的提升, 雷达系统能捕捉到目标的更多细节。逆合成孔径雷达(Inverse synthesis aperture radar, ISAR)成像的目标上可能存在相对整体高速旋转的部件, 例如飞机的螺旋桨叶片。这些高速旋转部件形成的微多普勒效应会对成像结果造成严重干扰。因此, 本文提出了一种基于时间递归迭代自适应方法(Time recursive iterative adaptive approach, TRIAA)和压缩感知的 ISAR 微多普勒效应消除方法。该方法利用 TRIAA 技术分析信号的时频特征, 从时频图上去除微多普勒效应, 又利用压缩感知稀疏重构技术还原了有效信号。仿真和实测数据的实验结果验证了本文方法的有效性。

关键词: 时间递归迭代自适应方法; 压缩感知; 时频特征; 微多普勒效应; 逆合成孔径雷达

中图分类号: TN957.51 **文献标志码:** A

Reducing Micro-Doppler Effect in ISAR Imaging Based on TRIAA and Compressive Sensing

ZHANG Rongzheng, WANG Yong

(Institute of Electronic Engineering Technology, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China)

Abstract: With the improvement of modern radar signal quality and resolution, radar systems can capture more detail on targets. Objects imaged by inverse synthetic aperture radar (ISAR) may have components that rotate at high speeds relative to the whole, such as propeller blades of aircraft. The micro-Doppler effects created by these components may seriously interfere with the imaging results. Therefore, this paper proposes a method to eliminate the micro-Doppler effect in ISAR based on the time recursive iterative adaptive (TRIAA) and compressive sensing. The method uses TRIAA technology to analyze the time-frequency characteristics of signals, removes the micro-Doppler effect from the time-frequency map, and uses the compressive sensing sparse reconstruction technology to accurately restore the effective signal. Experimental results of simulation and measured data verify the effectiveness of the proposed method.

Key words: time recursive iterative adaptive approach(TRIAA); compressive sensing; time-frequency characteristic; micro-Doppler effect; inverse synthesis aperture radar(ISAR)

引言

随着雷达技术的发展,雷达的信号质量和分辨率逐渐提升,传统逆合成孔径雷达(Inverse synthesis aperture radar, ISAR)成像技术已无法满足清晰化、精细化的成像需求。转台成像模型通常假设所有的散射点都随目标整体一起运动,但是ISAR成像的常见目标上经常有些独立运动的部件,例如飞机的螺旋桨叶片。这些部件相对于目标整体高速旋转,造成了回波多普勒谱的展宽,形成了所谓的微多普勒效应^[1-4]。若直接采用传统的ISAR成像算法,由旋转部件造成的多普勒谱展宽会在成像结果上形成条带干扰,从而影响成像质量。

针对这一问题,有一类解决方法是在成像前预先从回波中分离由刚体散射点形成的信号和由高速旋转散射点形成的信号。文献[5]提出一种基于低调频率匹配滤波的信号分离方法,用搜索的方式挑选出有效的刚体信号。文献[6]提出了一种基于多重测量矢量(Multiple measurement vectors, MMV)和压缩感知(Compressive sensing, CS)的含旋转部件目标ISAR成像方法,根据刚体与旋转部件信号的MMV模型稀疏性的不同分离信号。文献[7]使用Radon-Wigner变换方法对信号的Wigner-Ville分布进行直线积分,以此识别散射点类型,再利用CLEAN技术完成了信号分离。文献[8]利用复数局部均值分解将复杂信号分解成若干个单分量信号,从而分离出微多普勒信号。

另一类方法是将微多普勒信号视作干扰直接滤除,再进行ISAR成像。文献[9]提出了一种基于短时傅里叶变换(Short-time Fourier transform, STFT)时频分布和L-统计量的ISAR成像去除微多普勒效应方法,该方法利用刚体和旋转散射点时频特征的不同,从时频图上删除代表旋转部件那部分元素,再将处理后的时频图还原成信号并完成ISAR成像。文献[10]利用时间递归迭代自适应方法(Time recursive iterative adaptive approach, TRIAA)^[11-12]替换原方法的STFT时频分析,从而提高了时频分析的分辨率,更有效地去除了微多普勒效应。文献[13-15]中,压缩感知技术被用于信号还原过程,从而在原方法基础上提升了成像质量。

本文基于上述研究工作,首先利用TRIAA提高时频分析的频率分辨率,从而更有效去除干扰,再使用压缩感知稀疏重构技术还原去除干扰后的信号,最终提出了一种基于TRIAA和压缩感知的ISAR成像去除微多普勒效应方法,在原方法基础上提高了ISAR成像质量。

1 含旋转部件的ISAR信号模型

ISAR系统通常采用发射线性调频信号再用Dechirp处理的方式提高发射信号的带宽,从而增加距离分辨率。设载频为 f_c ,脉冲重复时间为 T ,雷达信号的发射时刻就是 $t_m = mT, m = 0, 1, 2, \dots$,于是发射信号就可以表示为

$$s(\hat{t}, t_m) = \text{rect}_{T_p}(\hat{t}) \exp\left[j2\pi\left(f_c t + \frac{1}{2} k \hat{t}^2\right)\right] \quad (1)$$

式中: $\text{rect}_{T_p}(u)$ 表示长度为 T_p 的矩形窗, \hat{t} 表示脉冲内的快时间, k 表示调频率, c 表示电磁波传播速度。假设 t_m 时刻第 i 个散射点距离雷达的相对距离是 $R_i(t_m)$,回波就可以表示为

$$s_r(\hat{t}, t_m) = A_i \cdot \text{rect}_{T_p}\left(\hat{t} - \frac{2R_i(t_m)}{c}\right) \exp\left[j2\pi\left(\hat{t} - \frac{2R_i(t_m)}{c}\right) + \frac{1}{2} k \left(\hat{t} - \frac{2R_i(t_m)}{c}\right)^2\right] \quad (2)$$

式中 A_i 表示每个散射点的回波强度。经过Dechirp处理以及脉冲压缩,雷达信号转化为

$$S_r(\hat{f}, t_m) = A_i \cdot \text{sinc}\left[T_p\left(\hat{f} - \frac{2k\Delta R_i(t_m)}{c}\right)\right] \cdot \exp\left[\frac{-j4\pi\Delta R_i(t_m)}{\lambda}\right] \quad (3)$$

式中: λ 表示发射信号的波长, $\Delta R_i(t_m)$ 表示每个散射点与成像参考点的瞬时距离。假设运动补偿已经

完成且散射点跨域距离单元的问题可以忽略,距离单元内的每个散射点对应的信号可以表示为

$$s_i(t_m) = A_i \exp\left(\frac{-j4\pi\Delta R_i(t_m)}{\lambda}\right) \quad (4)$$

接下来,分析含有高速旋转部件的距离单元内信号的具体形式。图1给出了含旋转散射点的ISAR几何模型,这里平动补偿已经完成,目标整体绕 O 点转动构成转台模型。某一距离单元内有刚体散射点 A 以及高速旋转散射点 B , A 随目标整体以角速度 ω_0 转动, B 除了随目标整体的运动外,还绕 B 以角速度 ω_s 高速转动。 OA 和 AB 在初始时刻与 OX 轴的夹角分别为 θ_A 和 θ_B 。

所以散射点 A 与参考点的距离为

$$\Delta R_A(t_m) = R_A \sin(\omega_0 t_m + \theta_A) =$$

$$\Delta R_0 + R_A \cos \theta_A \sin(\omega_0 t_m) + R_A \sin \theta_A \cos(\omega_0 t_m) \quad (5)$$

式中 ΔR_0 为转台原点 O 到参考点的距离。由于成像时间内,目标整体的旋转角度 $\omega_0 t_m$ 非常小,因此 $\sin(\omega_0 t_m) \approx \omega_0 t_m$, $\cos(\omega_0 t_m) \approx 1$ 。代入式(5), A 在距离单元内的信号可表示为

$$s_A(t_m) \approx A_i \exp\left(\frac{-j4\pi(\Delta R_0 + R_A \omega_0 t_m \cos \theta_A + R_A \sin \theta_A)}{\lambda}\right) =$$

$$A_i \exp\left(\frac{-j4\pi(\Delta R_0 + R_A \sin \theta_A)}{\lambda}\right) \exp\left(\frac{-j4\pi R_A \omega_0 t_m \cos \theta_A}{\lambda}\right) \quad (6)$$

$s_A(t_m)$ 显然是一个单频信号,下面用同样的方法可以得到散射点 B 到参考点的距离为

$$\Delta R_B(t_m) = R_A \sin(\omega_0 t_m + \theta_A) + R_B \sin(\omega_s t_m + \theta_B) =$$

$$\Delta R_0 + R_A \cos \theta_A \sin(\omega_0 t_m) + R_A \sin \theta_A \cos(\omega_0 t_m) + R_B \sin(\omega_s t_m + \theta_B) \quad (7)$$

同理,可得 B 在距离单元内的信号可表示为

$$s_B(t_m) \approx A_B \exp\left(\frac{-j4\pi(\Delta R_0 + R_A \omega_0 t_m \cos \theta_A + R_A \sin \theta_A + R_B \sin(\omega_s t_m + \theta_B))}{\lambda}\right) =$$

$$A_B \exp\left(\frac{-j4\pi(\Delta R_0 + R_A \sin \theta_A)}{\lambda}\right) \exp\left(\frac{-j4\pi R_A (\omega_0 t_m \cos \theta_A + R_B \sin(\omega_s t_m + \theta_B))}{\lambda}\right) \quad (8)$$

接下来考察信号 $s_B(t_m)$ 的频率,可以得到

$$f_B(t_m) = d\left(\frac{-j4\pi R_A (\omega_0 t_m \cos \theta_A + R_B \sin(\omega_s t_m + \theta_B))}{\lambda}\right) / dt_m =$$

$$\frac{-j4\pi R_A (\omega_0 \cos \theta_A + \omega_s R_B \cos(\omega_s t_m + \theta_B))}{\lambda} \quad (9)$$

于是,发现旋转散射点 B 的多普勒频率以正弦形式变化,所以旋转散射点对应的信号为正弦调频信号,这就是所谓的微多普勒效应。而如式(6)所示,随目标整体运动的散射点 A 对应单频信号,因此将信号转换到频谱就能将 A 的信号压缩为一个独立的点,这就是距离多普勒方法(RD)成像的基本原理。但是假如距离单元内同时存在高速旋转散射点 B ,其对应的正弦调频信号会在成像结果上形成条带干扰。

2 时间递归迭代自适应以及压缩感知的微多普勒效应去除方法

根据第1节的介绍可知旋转部件会引起微多普勒效应,处理微多普勒效应的第一步是时频分析,文

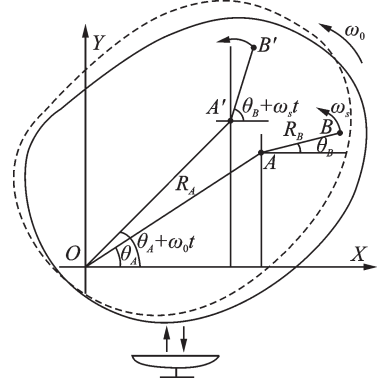


图1 含有旋转散射点的ISAR几何模型
Fig.1 ISAR imaging model with rotating parts

献[9]采用了 STFT 时频分析。文献[10]利用 TRIAA 得到了更清晰的时频分布,又利用刚体散射点与旋转体散射点信号时频特征的区别,剔除了含有旋转体散射点信号的元素。本文采用压缩感知方法将处理后的时频分布还原成信号频谱,直接得到了 ISAR 结果。

2.1 时间递归迭代自适应方法

对于一个距离单元内的离散信号 $x(n)$, $n = 1, 2, \dots, N$, 可以用滑窗分割的方式将其分段为

$$\mathbf{x}_L(m) = [x(m), x(m+1), \dots, x(m+L-1)]^T \quad m = 1, 2, \dots, N-L+1 \quad (10)$$

这里窗长为 L , 因此一共分成了 $M = N - L + 1$ 段。接下来根据窗长设置频率导向矢量

$$\mathbf{f}(\omega_k) = [1, \exp(j\omega_k), \dots, \exp(j\omega_k(L-1))]^T \quad (11)$$

这里 $\omega_k = 2\pi k/K$, $k = 0, 1, \dots, K-1$, K 表示频率采样点数, 一般 $K > L$ 。 $\alpha(\omega_k)$ 表示 $\mathbf{s}_L(m)$ 在频率 ω_k 处的复振幅, 其协方差矩阵 \mathbf{R} 就可以写成

$$\mathbf{R} = \sum_{k=1}^K |\alpha(\omega_k)|^2 \mathbf{f}(\omega_k) \mathbf{f}^*(\omega_k) \quad (12)$$

式中 $|\alpha(\omega_k)|^2$ 表示信号在频率 ω_k 的功率。接下来, 采用加权最小二乘估计来估计复振幅 $\alpha(\omega_k)$ 。首先构造优化问题

$$\min_{\alpha(\omega_k)} (\mathbf{x}_L(m) - \alpha(\omega_k) \mathbf{f}(\omega_k))^* \mathbf{Q}_k^{-1} (\mathbf{x}_L(m) - \alpha(\omega_k) \mathbf{f}(\omega_k)) \quad (13)$$

式中 $\mathbf{Q}_k = \mathbf{R} - |\alpha(\omega_k)|^2 \mathbf{f}(\omega_k) \mathbf{f}^*(\omega_k)$ 表示广义噪声协方差矩阵, 其物理意义在于假设信号在频率 ω_k 处的复振幅是 $\alpha(\omega_k)$, 把信号中除频率 ω_k 外成分都视为噪声, 因此当估计复振幅时加权矩阵应取 \mathbf{Q}_k^{-1} 。当加权的剩余平方和最小时, 就得到了复振幅的估计值。具体细节可参考文献[16-17]。代入最小二乘估计解的一般形式, 该优化问题的最优解为

$$\hat{\alpha}(\omega_k) = \frac{\mathbf{f}^*(\omega_k) \mathbf{Q}_k^{-1} \mathbf{x}_L(m)}{\mathbf{f}^*(\omega_k) \mathbf{Q}_k^{-1} \mathbf{f}(\omega_k)} \quad (14)$$

应用矩阵求逆引理, 最终式(14)简化为

$$\hat{\alpha}(\omega_k) = \frac{\mathbf{f}^*(\omega_k) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{x}_L(m)}{\mathbf{f}^*(\omega_k) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{f}(\omega_k)} \quad (15)$$

通过以上推导可以看出, 首先设 $|\alpha(\omega_k)|^2 = 1$, $k = 1, 2, \dots, K$, 代入式(12)和式(15)得到初步结果 $\hat{\alpha}(\omega_k)$, 再将结果代回式(12)和式(15)并反复迭代多次, 即可得到 $\mathbf{x}_L(m)$ 的频谱 $\hat{\alpha}(\omega_k)$, $k = 1, 2, \dots, K$ 。对滑窗分割形成的每一段数据进行同样处理, 就能观察到 $x(n)$ 的频谱随时间变化的情况, 这就是 TRIAA 的基本原理。考虑到相邻窗之间, 如 $\mathbf{x}_L(m)$ 和 $\mathbf{x}_L(m+1)$ 之间的频谱差别不大, 因此就能将前一段的结果作为下一段的迭代初始值, 从而极大减少迭代次数。

TRIAA 的具体步骤如下:

步骤 1 将数据 $s(n)$ 用滑窗的方式分段, 每段数据的具体形式参考式(10), 于是得到下列矩阵

$$\mathbf{X} = [\mathbf{x}_L(1), \mathbf{x}_L(2), \dots, \mathbf{x}_L(M)]^T \quad (16)$$

步骤 2 设 $|\alpha(\omega_k)|^2 = 1$, $k = 1, 2, \dots, K$, 将 $\mathbf{x}_L(1)$ 代入式(12)和式(15), 得到初步结果 $\hat{\alpha}_0(\omega_k)$, 再将 $\hat{\alpha}_0(\omega_k)$ 和 $\mathbf{x}_L(1)$ 代回式(12)和式(15)并反复迭代多次, 即可得到 $\mathbf{x}_L(1)$ 的频谱 $\hat{\alpha}_1(\omega_k)$, $k = 1, 2, \dots, K$ 。

步骤 3 设 $|\alpha(\omega_k)|^2 = |\hat{\alpha}_1(\omega_k)|^2$, 将 $\mathbf{x}_L(2)$ 代入式(12)和式(15), 得到 $\mathbf{x}_L(2)$ 的频谱 $\hat{\alpha}_2(\omega_k)$, $k = 1, 2, \dots, K$ 。并以此类推, 设 $|\alpha(\omega_k)|^2 = |\hat{\alpha}_{m-1}(\omega_k)|^2$, 将 $\mathbf{x}_L(m)$ 代入式(12)和式(15), 即可得到 $\mathbf{x}_L(m)$ 的频谱 $\hat{\alpha}_m(\omega_k)$, $k = 1, 2, \dots, K$ 。一直计算到 $\mathbf{x}_L(M)$ 。

步骤 4 将每段数据的频谱拼接为一个矩阵, 结果就是用 TRIAA 方法获得的时频分布

$$\text{TRIAA} = [\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_M]^T \quad (17)$$

$$\alpha_m = [\hat{\alpha}_m(\omega_1), \hat{\alpha}_m(\omega_2), \dots, \hat{\alpha}_m(\omega_K)]^T \quad (18)$$

2.2 基于 TRIAA 和压缩感知的微多普勒消除方法

假设待处理的信号是 $x(n)$, $n=1, 2, \dots, N$, 其离散傅里叶变换就可以表示为 $X(k)$, $k=1, 2, \dots, K$ 。对其进行 TRIAA 时频分析, 根据式(17)和式(18), TRIAA 上每个元素可表示为

$$\text{TRIAA}(m, k) = \hat{\alpha}_m(\omega_k) \quad (19)$$

根据式(15), R_m 为直接得到 $\hat{\alpha}_m(\omega_k)$ 的协方差矩阵, 则有如下形式

$$\hat{\alpha}_m(\omega_k) = \mathbf{w}_m(k) \cdot \mathbf{x}(m) \quad (20)$$

这里

$$\mathbf{w}_m(k) = \frac{\mathbf{f}^*(\omega_k) R_m^{-1}}{\mathbf{f}^*(\omega_k) R_m^{-1} \mathbf{f}(\omega_k)} \quad (21)$$

$$\mathbf{x}(m) = [x(m), x(m+1), \dots, x(m+L-1)]^T \quad (22)$$

于是, 某个时刻 m 的瞬时频谱可以表示为

$$\text{TRIAA}_K(m) = [\text{TRIAA}(m, 1), \text{TRIAA}(m, 2), \dots, \text{TRIAA}(m, K)]^T = \mathbf{W}_m \cdot \mathbf{x}(m) \quad (23)$$

式中

$$\mathbf{W}_m = \begin{bmatrix} \mathbf{w}_m(1) \\ \mathbf{w}_m(2) \\ \vdots \\ \mathbf{w}_m(K) \end{bmatrix} \quad (24)$$

这样, 整个 TRIAA 过程就可以表示为

$$\text{TRIAA} = \mathbf{W} \cdot \mathbf{x} \quad (25)$$

这里向量 \mathbf{x} 表示完整的时域信号

$$\mathbf{x} = [x(1), x(2), \dots, x(N)]^T \quad (26)$$

TRIAA 表示大小为 $M \times K$ 的矩阵, 即

$$\text{TRIAA} = \begin{bmatrix} \text{TRIAA}_K(1) \\ \text{TRIAA}_K(2) \\ \vdots \\ \text{TRIAA}_K(M) \end{bmatrix} \quad (27)$$

而 $KM \times N$ 维的系数矩阵 \mathbf{W} 可以表示为

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} \mathbf{W}_1 & \mathbf{0}_{K \times 1} & \cdots & \mathbf{0}_{K \times 1} \\ \mathbf{0}_{K \times 1} & \mathbf{W}_2 & \cdots & \mathbf{0}_{K \times 1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0}_{K \times 1} & \mathbf{0}_{K \times 1} & \cdots & \mathbf{W}_M \end{bmatrix} \quad (28)$$

这里 $\mathbf{0}_{K \times 1}$ 表示元素全为零的列向量。由于 TRIAA 采用滑窗形式, 因此 $\mathbf{W}_1, \mathbf{W}_2, \dots$ 也以同样的滑窗形式分布。然后, 用 \mathbf{W}_N^{-1} 表示傅里叶逆变换矩阵, 代入式(25)就有以下关系

$$\begin{bmatrix} \text{TRIAA}_K(1) \\ \text{TRIAA}_K(2) \\ \vdots \\ \text{TRIAA}_K(M) \end{bmatrix} = \mathbf{W} \mathbf{W}_N^{-1} \begin{bmatrix} x(1) \\ x(2) \\ \vdots \\ x(N) \end{bmatrix} \quad (29)$$

设 X 为 x 的傅里叶变换, 最终获得如下关系

$$\text{TRIAA} = A_{\text{FULL}} X \quad (30)$$

对于信号 $x(n)$ 的短时傅里叶变换 $\text{TRIAA}(m, k)$, 把频率为 ω_k 的元素都放在同一个集合 $X_k(m)$ 里, 有

$$X_k(n) = \{ \text{TRIAA}(m, k), m = 0, 1, \dots, M-1 \} \quad (31)$$

然后计算集合 $X_k(m)$ 所有元素的绝对值, 并根据绝对值的大小将所有元素从小到大重新排列, 得到新集合 $\phi_k(m) \in X_k(m)$, 满足 $|\phi_k(0)| \leq |\phi_k(1)| \leq |\phi_k(2)| \leq \dots \leq |\phi_k(M-1)|$ 。时频图上的单频信号由于频率不随时间改变, 因此重排后顺序几乎不变。而如正弦调频信号的非平稳信号频率随时间改变, 所以其元素会下沉到绝对值较大的一侧。

接下来, 设置一个门限 Q , 剔除 $\phi_k(m)$ 绝对值较大的那部分元素, 若 $M_Q = \text{int} [M(1 - Q/100)]$ 表示剩余的元素个数, $M - M_Q$ 表示从 $\phi_k(m)$ 中剔除的元素个数。根据第1节对距离单元内信号的分析可知, 高速旋转散射点对应正弦调频信号, 刚体散射点对应单频信号。于是经过此番处理, TRIAA 上剩余的元素就只包含了刚体散射点产生单频信号。

然而, 正弦调频信号和单频信号可能会发生重叠, 这就造成了在时频图上剔除正弦调频信号时也可能损失一部分单频信号。考虑到 ISAR 成像时, 目标一般满足散射点模型, 每个距离单元内的刚体散射点的个数也为有限个。每个散射点又只对应一个单频信号, 所以滤除正弦调频分量后的信号在频域上有稀疏性。因此依据式(30), 滤除正弦调频分量后的 TRIAA 可用压缩感知方式直接还原为滤除正弦调频分量后信号的频谱 X' 。这样也直接完成了 ISAR 成像的最后一步, 既方位向压缩。

令 TRIAA_{CS} 表示删除含干扰元素后的 TRIAA, 再省略 A_{FULL} 上对应的行, 就得到恢复矩阵 A_{CS} , 并且满足如下关系

$$\text{TRIAA}_{\text{CS}} = A_{\text{CS}} X' \quad (32)$$

因此, 得到如下最小化问题

$$\min \|X'\|_1 = \min \sum_{k=0}^{N-1} |X'(k)| \text{ subject to } \text{TRIAA}_{\text{CS}} = A_{\text{CS}} X' \quad (33)$$

解决该最小化问题, 即可得到滤除正弦调频分量后信号的频谱 X' 。而由于 TRIAA_{CS} 上已无含有干扰的元素, 所以频谱 X' 只包含刚体信号。

对于消除的比例 Q , 有两种设定的方法。第一种选择是设置一个固定的消除百分比, 只要消除比例 Q 足够大, 可以消除所有范围内的干扰。当微多普勒效应所占能量较大时, 所需的 Q 也较大。当计算时频分布的窗口长度较长时, 正弦调频信号的频率在每个窗口内变化很大, 导致时频聚集性变低, 所需的 Q 也更大。

另一种更复杂的方法是为每个距离单元中的信号设置自适应的消除百分比^[9], 其原理是当信号的时频分布重新排列后, 包含微多普勒效应的部分比只包含单频信号的部分能量增加更大。然而, 该方法要求信号的微多普勒效应引起的频带扩展足够大, 且信号的信噪比足够低。

最终信号分离方法的具体步骤如下:

步骤 1 计算信号的 TRIAA, 在计算 m 时刻的频谱时, 记录对应的协方差矩阵 R_m 。

步骤 2 根据 TRIAA 上每个元素的绝对值大小沿时间重排。设置门限, 剔除绝对值大的那部分元素, 从而得到 TRIAA_{CS} 。

步骤 3 用记录下来的 R_m , 构造矩阵 W 。计算 $A_{\text{FULL}} = W W_N^{-1}$, 再根据 TRIAA_{CS} 构造恢复矩阵 A_{CS} 。

步骤 4 解决式(33)中的最小化问题, 得到去除干扰后信号的频谱。

3 实验与分析

3.1 仿真信号分离

首先用仿真信号实验展示本文的信号分离方法。仿真一个多个单频分量和多个正弦调频分量组成的信号

$$s(t) = \sum_{i=1}^N \sigma_i \exp(j2\pi f_i t) + \sum_{i=1}^M \sigma_i \exp(jk_i \sin(2\pi f_i t))$$

3个单频信号的频率分别为50、30和10 Hz;两个正弦调频信号的调频率都是90,重复频率分别为1.5和1 Hz,信号的采样点数为256,这里设置采样频率为1 Hz,信噪比为20 dB。信号分离的过程如图2所示。

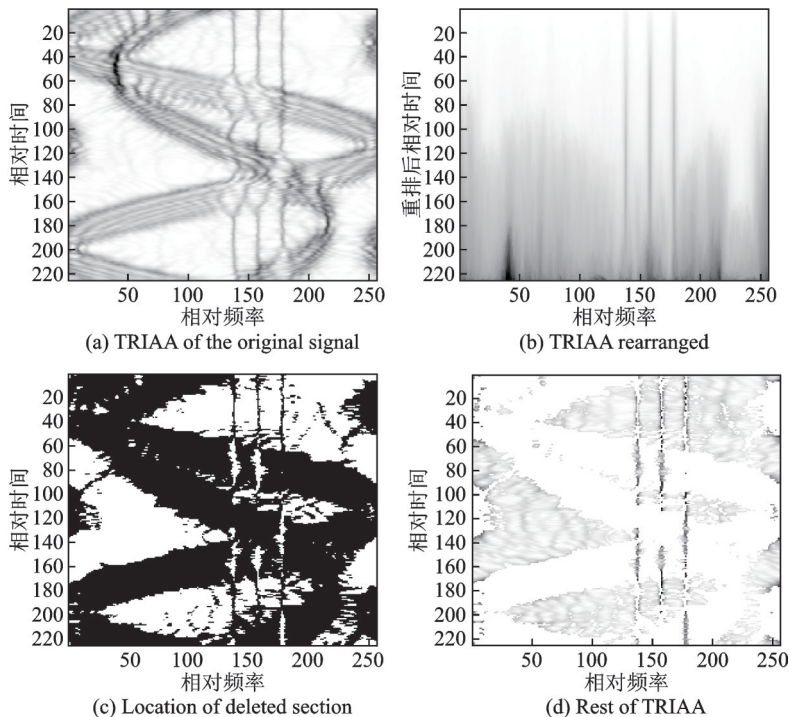


图2 基于 TRIAA 和压缩感知的信号分离实验

Fig.2 Signal separation experiment based on TRIAA and compressive sensing

图2(a)表示信号由 TRIAA 得到的时频图,可以在图中看到3条直线和2条正弦曲线,分别表示单频信号和正弦调频信号。图2(b)表示将时频图按每个元素绝对值的大小沿时间维重新排列后的结果。图2(c)黑色的部分就是含有干扰元素的位置,这里将去除门限设置在60%。图2(d)表示剔除干扰信号后的时频图。

然后就能用正交匹配追踪恢复清除干扰后信号的频谱。这里对比本文方法与文献[9]中基于ST-FT的信号分离方法。恢复的频谱结果如图3所示。图3(a)表示使用文献[9]中的信号分离方法的结果,可见得到的频谱仍然包含部分干扰。图3(b)表示利用本文方法重构后的信号。可见本文方法的频谱干扰几乎全部被剔除。另外,3个单频信号的幅度应该是相近的,而图3(a)3个峰出现明显区别,这说明有效信号在处理中发生了损失。从图3(b)可见本文方法的信号损失要小很多,这说明压缩感知方法可以更好地恢复信号。

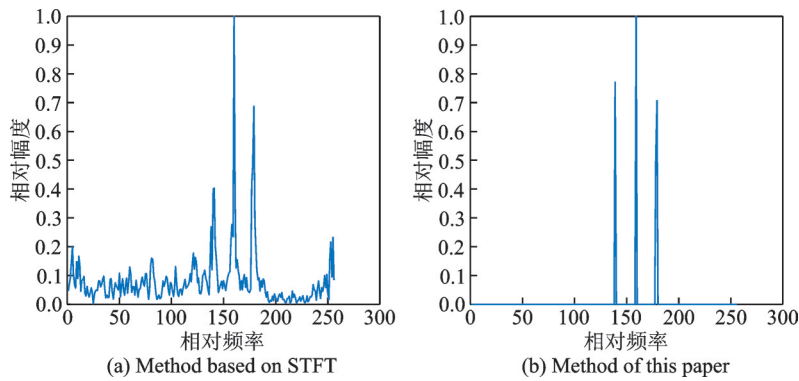


图3 信号分离结果

Fig.3 Signal separation results

3.2 实测数据 ISAR 成像实验

接下来,将本文方法应用于实测的雷达回波。具体流程图如4所示。

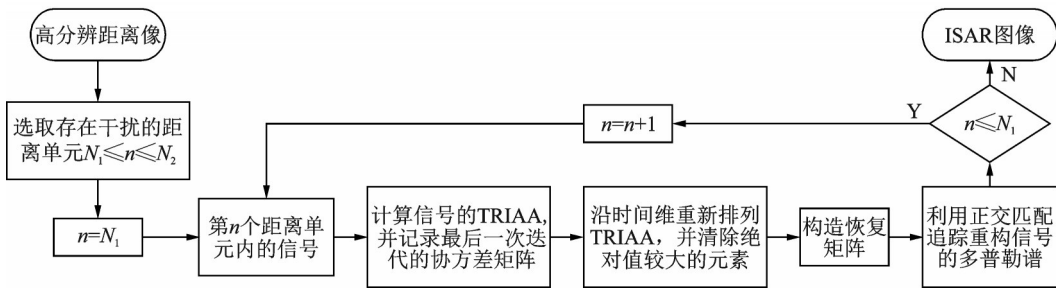


图4 本文方法 ISAR 成像流程图

Fig.4 Flow chart of ISAR imaging

为了验证所提方法的有效性,使用本方法对含有微多普勒干扰的飞机实测数据进行 ISAR 成像实验。这里,雷达载频为 5 520 MHz,带宽为 400 MHz,脉冲重复频率为 400 Hz。飞机两侧机翼有一对螺旋桨,可见两条明显的条带干扰。常规 RD 算法的成像结果如图 5 所示。

图 5 表示 An-26 飞机的 RD 成像结果,可以看到图上有两条严重的条带干扰,这是由于两个螺旋桨的旋转形成的微多普勒效应。然后使用文献[9]方法以及本文方法来处理干扰最显著的第 65 个距离单元内的信号。实验结果如图 6 所示。

图 6(a)表示对第 65 距离单元内的信号使用 FFT 进行方位向压缩后的结果,可以发现微多普勒效应形成的频带展宽。图 6(b)展示了使用文献[9]的基于 STFT 方法消除干扰后的频谱,这里将去除门限设置在 50%,可见该方法消除了大部分干扰,但是部分干扰仍然存在。图 6(c)表示使用本文方法后的处理结果,可见干扰几乎全部被滤除。接下来处理全部距离单元,成像结果如图 7 所示。

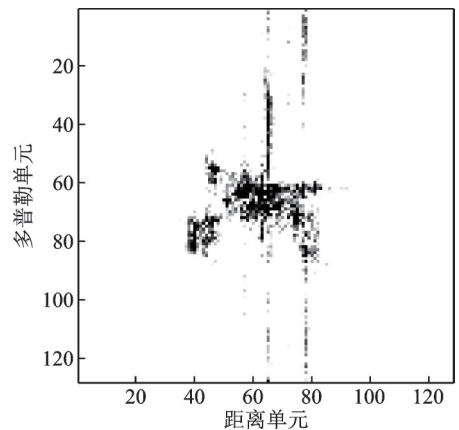


图5 An-26飞机RD成像

Fig.5 RD imaging of An-26

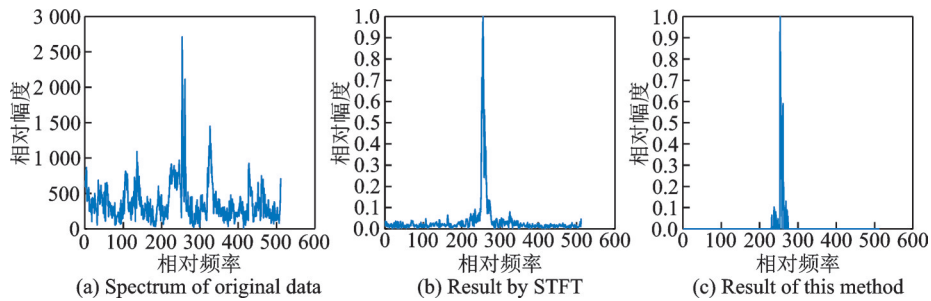


图6 第65个距离单元中的信号

Fig.6 Signal in the 65th range cell

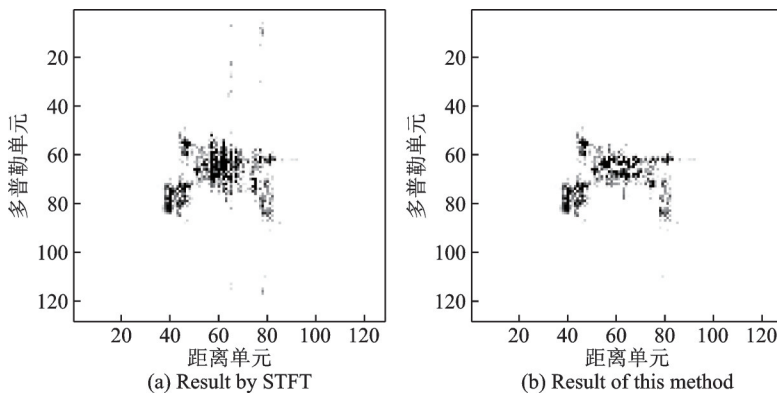


图7 An-26飞机去微多普勒ISAR成像

Fig.7 An-26 aircraft filtered micro-Doppler ISAR imaging

图7(a)表示利用文献[9]中的基于STFT方法的ISAR成像结果,可见大部分条带干扰被消除。图7(b)表示使用本文方法去除微多普勒效应的ISAR成像结果,可见本方法基本完全消除了微多普勒效应造成的干扰,且飞机目标的轮廓清晰,效果明显优于文献[9]中的方法。最后,用成像结果的图像熵对比这两种方法的效果。图像熵越小说明干扰越少,图像越清晰。基于STFT的方法得到的图像熵是6.3659,而基于TRIAA和压缩感知方法的图像熵是4.778。这表明本文方法的成像效果最好。

4 结束语

ISAR成像的目标上经常存在螺旋桨叶片等高速运动散射点,这些部件形成的微多普勒效应会在成像结果上形成条带干扰,从而影响成像质量。本文提出了一种基于TRIAA和压缩感知技术的ISAR成像去微多普勒方法。仿真和实测数据的实验结果验证了本文方法的有效性。

参考文献:

- [1] 李征,王超,袁乃昌.基于微多普勒特性的旋转对称进动目标的ISAR干扰技术[J].航天电子对抗,2017,33(4):46-50.
LI Zheng, WANG Chao, YUAN Naichang. ISAR jamming techniques based on micro-Doppler characteristics of rotational symmetrical precession targets[J]. Aerospace Electronic Warfare, 2017, 33(4): 46-50.
- [2] 唐峥钊.基于微多普勒效应的ISAR干扰技术研究[D].西安:西安电子科技大学,2019.
TANG Zhengzhao. Study on countermeasures against ISAR based on micro-Doppler effect[D]. Xi'an: Xidian University, 2019.
- [3] 康文武.逆合成孔径雷达微多普勒效应研究[D].北京:中国科学院大学,2019.
KANG Wenwu. Study of micro-doppler for ISAR[D]. Beijing: University of Chinese Academy of Sciences, 2019.

- [4] 张荣政. 复杂运动目标 ISAR 成像算法研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2019.
ZHANG Rongzheng. Research on ISAR imaging algorithm for complex moving targets[D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2019.
- [5] 白雪茹, 周峰, 邢孟道, 等. 空中微动旋转目标的二维 ISAR 成像算法[J]. 电子学报, 2009, 37(9): 1937-1943.
BAI Xueru, ZHOU Feng, XING Mengdao, et al. 2D ISAR imaging algorithm for air micro-motion targets[J]. Acta Electronica Sinica, 2009, 37(9): 1937-1943.
- [6] 张群, 蒋国建, 康乐, 等. 基于多重测量矢量的含旋转部件目标 ISAR 成像方法[J]. 空军工程大学学报(自然科学版), 2020, 21(4): 36-42.
ZHANG Qun, JIANG Guojian, LE Kang, et al. An ISAR imaging algorithm for targets with rotating parts based on multiple measurement vectors[J]. Journal of Air Force Engineering University, 2020, 21(4): 36-42.
- [7] 陈学斌, 叶春茂, 张彦, 等. 含旋转部件的 ISAR 目标分离式成像[J]. 信号处理, 2021, 37(2): 209-221.
CHEN Xuebin, YE Chunmao, ZHANG Yan, et al. Separately imaging for ISAR target with rotational components[J]. Journal of Signal Processing, 2021, 37(2): 209-221.
- [8] 袁斌, 徐世友, 陈曾平. 基于复数局部均值分解的含旋转部件目标微多普勒分离技术[J]. 电子与信息学报, 2012, 34(12): 2927-2933.
YUAN Bin, XU Shiyu, CHEN Zengping. Micro-Doppler separation from targets with rotating parts based on complex local mean decomposition[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2012, 34(12): 2927-2933.
- [9] STANKOVIC L, THAYAPARAN T, DAKOVIC M. Micro-Doppler removal in the radar imaging analysis[J]. IEEE Transactions on Aerospace & Electronic Systems, 2013, 49(2): 1234-1250.
- [10] WANG Y, ZHOU X, ZHANG R. The removal of micro-Doppler effect in ISAR imaging based on time recursive iterative adaptive approach[J]. IET Radar Sonar & Navigation, 2020, 8(14): 1159-1166.
- [11] GLENTIS G O, JAKOBSSON A. Time-recursive IAA spectral estimation[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2011, 18(2): 111-114.
- [12] OJOWU O, KARLSSON J, LI J, et al. ENF extraction from digital recordings using adaptive techniques and frequency tracking[J]. IEEE Trans Inf Forensic Secur, 2012, 7(4): 1330-1338.
- [13] STANKOVIC L, OROVIC I, STANKOVIC S. Compressive sensing based separation of nonstationary and stationary signals overlapping in time-frequency[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2013, 61(18): 4562-4572.
- [14] STANKOVIĆ L, STANKOVIĆ S, THAYAPARAN T, et al. Separation and reconstruction of the rigid body and micro-Doppler signal in ISAR part I—Theory[J]. IET Radar, Sonar & Navigation, 2015, 9(9): 1147-1154.
- [15] STANKOVIĆ L, STANKOVIĆ S, THAYAPARAN T, et al. Separation and reconstruction of the rigid body and micro-Doppler signal in ISAR part II—Statistical analysis[J]. IET Radar, Sonar & Navigation, 2015, 9(9): 1155-1161.
- [16] HE H, LI J, STOICA P. Spectral analysis of non-uniformly sampled data: A new approach versus the periodogram[C]// Proceedings of the 13th Annual IEEE(DSPW'09). Marco Island: IEEE, 2009: 375-380.
- [17] YARDIBI T, LI J, STOICA P, et al. Source localization and sensing: A nonparametric iterative adaptive approach based on weighted least squares[J]. IEEE Trans Aerosp Electron Syst, 2010, 46(1): 425-443.

作者简介:



张荣政(1995-),男,博士研究生,研究方向: ISAR 成像、微多普勒分析, E-mail: 1417498798@qq.com。



王勇(1979-),通信作者,男,教授,研究方向:非平稳信号时频分析、雷达信号处理及其在合成孔径雷达成像中的应用, E-mail: wangyong6012@hit.edu.cn。

(编辑:夏道家)