

基于 WD 和时频滑窗掩膜的 SAR 干扰抑制算法

粟 嘉¹, 陶海红¹, 宋大伟², 饶 ■¹, 谢 坚¹

(1. 西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室, 陕西西安 710071; 2. 空间微波技术重点实验室, 陕西西安 710100)

摘 要: 窄带干扰(NarrowBand Interference, NBI)和宽带干扰(WideBand Interference, WBI)的存在将会大幅度地降低合成孔径雷达(Synthetic Aperture Radar, SAR)图像的质量. 本文在对 NBI 和 WBI 的时频分析基础上, 提出了一种基于 Wigner 分布(Wigner Distribution, WD)和时频面滑窗掩膜技术的干扰抑制算法. 该算法首先利用瞬时刻重序列与原序列之间的联系, 提出了一种基于 WD 的高效信号重构算法. 然后采用平滑伪 WD 分布(Smoothed Pseudo Wigner Distribution, SPWD)作为时频掩膜抑制 WD 的交叉项, 并结合 WD 信号重构算法和时频平面滑窗掩膜技术提取并重构干扰信号, 最后将重构的干扰信号在原始回波中对消实现干扰抑制. 该算法能有效抑制 SAR 图像中的时变 NBI 和 WBI, 同时能够尽可能保留有用信号. 仿真数据和实测数据结果分析验证了本文方法的有效性.

关键词: 合成孔径雷达; 干扰抑制; Wigner 分布; 信号重构; 滑窗掩膜

中图分类号: TN957 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2015)12-2345-07

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2015.12.001

Interference Suppression Algorithm for SAR Based on WD and Sliding Window Masking Technique in Time-Frequency Domain

SU Jia¹, TAO Hai-hong¹, SONG Da-wei², RAO Xuan¹, XIE Jian¹

(1. National Laboratory of Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China

2. Nation Key Laboratory of Science and Technology on Space Microwave, Xi'an, Shaanxi 710100, China)

Abstract: Narrowband interference (NBI) and wideband interference (WBI) are common jamming signals against synthetic aperture radar (SAR), which can degrade the imaging quality severely. According to the time-frequency characteristic of NBI and WBI, an interference suppression algorithm based on Wigner distribution (WD) and sliding window masking technique is proposed. First, a fast signal synthesis algorithm from Wigner distribution (WD) is developed using the inherent relationship between original signal and synthesized signal. Then, the smoothed pseudo Wigner distribution (SPWD) is utilized as a time-frequency mask to suppress the cross-terms. By combination of signal synthesis algorithm and time-frequency masking technique, the interference can be extracted and synthesized. Finally, the reconstructed interference is removed from the original echoes to realize the interference suppression. The proposed algorithm can not only suppress the NBI and WBI, but also preserve the useful information as much as possible. The effectiveness of the proposed algorithm is proved by processing the simulation data and measured data.

Key words: SAR(Synthetic Aperture Radar); interference suppression; Wigner distribution; signal synthesis; sliding window masking technique

1 引言

由于合成孔径雷达(SAR)具有全天时、全天候工作和广域监视等特点,在战场侦察和资源勘探等方面的运用受到越来越广泛的重视.近几年,干扰技术的快速发展对 SAR 精确遥感技术造成巨大的威胁.

有效地识别和抑制干扰成为提高 SAR 图像质量一个重要研究课题.根据干扰信号的带宽可以把干扰分为窄带干扰^[1~4](NBI)和宽带干扰^[5,6](WBI).对于 NBI,其

干扰的带宽要远小于有用信号带宽(一般小于有用信号带宽的 1%).NBI 抑制方法大致可以分为两大类:(1)参数化方法;(2)非参数化方法.参数化方法通常将 NBI 假设为幅度恒定的正弦信号叠加,通过最小均方(Least-Mean Square, LMS)准则^[7]或最大似然(Maximum Likelihood, ML)准则^[8]估计正弦信号的频率、相位和幅度,然后将重构的正弦信号从受污染的回波中对消.在实际的干扰信号模型与假设的模型匹配且模型参数精确估计条件下,理论上参数化干扰抑制方法是最优的.但是在

实际情况中,干扰信号的数学建模比较复杂,而且模型参数估计误差会导致 NBI 估计不准确.另一种是非参数化方法,该类方法是利用谱估计的方法对干扰进行识别,然后在时域或频域上进行滤波处理,例如频域陷波^[9]、通道均衡法^[10]和子空间滤波法^[11]等.频域陷波法是在受到干扰污染的 SAR 回波数据频谱中检测并识别干扰信号,然后将干扰所在的频率单元置零实现干扰抑制.虽然频率陷波法能有效抑制 NBI,但是由于抑制干扰同时损失了与干扰处于同一频率单元的有用信号,造成距离分辨率和信噪比的降低.通道均衡法是设计合适的增益系数,使得干扰被抑制的同时,尽可能保持频率特性,但该方法在抑制干扰的同时,也会抑制有用信号,造成信噪比降低.子空间滤波方法是将受干扰的原始数据向干扰子空间进行投影得到干扰信号,然后再将干扰信号从原始信号中减去实现干扰抑制.但对于时变的 NBI,这种抑制方法会造成大量的有用信号损失.还有一些其它的非参数化方法,例如基于经验模态分解^[4]和基于独立分量分析的 SAR 干扰抑制方法^[12],这些方法能有效抑制时变的 NBI,但这些方法只适用于 NBI 抑制.对于 WBI 而言,其信号和 SAR 回波在时域和频域上都比较相似,对其进行干扰抑制是相当复杂的,现有的有关 WBI 抑制方法^[13,14]也只是针对具有一定的参数化结构的干扰,其时频分布呈现良好的时频聚集性(时频支撑区呈线状分布).这些方法利用干扰信号和雷达回波信号的时频特性,采用短时傅里叶变换(SIFT)识别并抑制 NBI 和 WBI.SIFT 是最常用的一种时频分析工具,但该分析工具无法同时兼顾信号的时域和频域分辨力.对于 NBI,其带宽比较窄,因此时频聚集性较好;而对于 WBI,WBI 的时频聚集性会随着干扰带宽的增大而逐渐降低,不利于干扰信号的识别和抑制.Wigner 分布(WD)具有良好的时频聚集性,但对时变的多分量信号处理时会产生交叉项,严重影响真实信号的特征,阻碍信号的分析 and 各分量信号的提取^[15,16].

针对以上问题,本文提出了一种基于 WD 和时频面滑窗掩膜的 SAR 干扰抑制算法,首先采用不存在交叉项或者交叉项影响很小的时频工具作为时频掩膜,与多分量的 WD 相乘实现交叉项的抑制,再针对基于 WD 的重构算法只适用单分量信号重构这一特点,采用时频滑窗的方法在时频平面内逐一提取和重构各分量信号,最后将重构的干扰信号从原始回波信号中对消实现 SAR 干扰抑制.本文所提算法适用于 NBI 和时频分布呈现良好的时频聚集性的 WBI.

2 SAR 回波模型及其 WD

2.1 SAR 回波模型

SAR 系统很容易受到处于同一频段 NBI 和 WBI 的干扰,影响图像判读和增加后处理的难度.存在干扰的 SAR 回波数据经正交相位检波和 AD 采样后可表示为:

$$x(n) = S(n) + I(n) + N(n), n = 1, 2, \dots, N \quad (1)$$

其中, $S(n)$ 、 $I(n)$ 和 $N(n)$ 分别表示为有用的回波信号、干扰信号及高斯白噪声; n 表示采样时间; N 表示总的采样点数.对于 NBI,其干扰模型可写成^[12]:

$$I_{\text{NBI}}(n) = \sum_{l=1}^L a_l(n) \exp\{j(2\pi f_l n + \varphi_l)\} \quad (2)$$

式中, $a_l(n)$ 、 f_l 和 φ_l 分别为第 l 个窄带干扰的幅度、频率和相位, L 为 NBI 的个数.而随着电子设备的不断增加,SAR 面临着越来越多的 WBI,其中线性调频(LFM)干扰是 WBI 的主要类型之一,而其它具有高次相位的复杂干扰信号,可以通过分段处理使干扰在时间段内近似满足 LFM 特性,其信号模型可表示为^[13]:

$$I_{\text{WBI}}(n) = \sum_{l=1}^L a_l(n) \exp\{j(2\pi f_l n + \pi \gamma_l n^2 + \varphi_l)\} \quad (3)$$

式中, γ_l 表示为第 l 个 WBI 干扰调频率.

2.2 SAR 回波信号的 WD

N 点离散序列 $x(n)$ 的离散 WD 可以表示为:

$$\text{WD}_x(n, k) = \sum_{m=-N/2}^{N/2-1} x(n+m) x^*(n-m) e^{-j\frac{2\pi}{N} 2mk} \quad (4)$$

假设式(1)中回波信号为单点目标的回波信号, $s(n) = a_s(n) \exp\{j(2\pi f_s n + \pi \gamma_s n^2)\}$,干扰信号假设为具有 LFM 特性的 WBI, $\text{RFI}_{\text{WBI}}(n) = a_l(n) \exp\{j(2\pi f_l n + \pi \gamma_l n^2)\}$,则代入到式(4)中得到回波的 WD:

$$\begin{aligned} \text{WD}_x(n, k) &= \sum_{m=-N/2}^{N/2-1} a_s^2(n) e^{j4\pi f_s m + j4\pi \gamma_s n m} e^{-j4\pi m k / N} \\ &+ \sum_{m=-N/2}^{N/2-1} a_l^2(n) e^{j4\pi f_l m + j4\pi \gamma_l n m} e^{-j4\pi m k / N} \\ &+ \sum_{m=-N/2}^{N/2-1} 2a_s(n) a_l(n) \cos(2\pi(f_s - f_l)n + \pi(\gamma_s - \gamma_l)(n^2 + m^2)) e^{j2\pi(f_s + f_l)m + (\gamma_s + \gamma_l)nm} e^{-j4\pi m k / N} \\ &= a_s^2(n) \text{sinc}(k - Nf_s - N\gamma_s n) \\ &+ a_l^2(n) \text{sinc}(k - Nf_l - N\gamma_l n) + \text{WD}_c \\ &= \text{WD}_{a_s}(n, k) + \text{WD}_{a_l}(n, k) + \text{WD}_c(n, k) \end{aligned} \quad (5)$$

其中, $\text{sinc}(k) = e^{j2\pi k / N} \sin(2\pi k) / \sin(2\pi k / N)$; $\text{WD}_{a_s}(n, k)$ 和 $\text{WD}_{a_l}(n, k)$ 分别代表有用信号和干扰信号的自项; $\text{WD}_c(n, k)$ 表示有用信号和干扰信号的交叉项.当 WBI 中 $\gamma_l = 0$ 时,则式(5)就变成了窄带干扰与有用信号的 WD 表达式.由上式可知,干扰抑制问题就转化为多分量信号在 WD 平面内的重构问题,下面就对基于 WD 的多分量信号重构算法加以介绍.

3 基于 WD 的多分量信号重构

3.1 基于 WD 的信号重构算法

假设第 2.2 节中干扰信号与有用信号在 WD 平面内已分离,并且干扰信号的 $\text{WD}_{a_l, \text{RFI}}(n, k)$ 已知,则干扰

信号的自相关函数可根据 WD 的逆变换公式得到:

$$\text{RFI}(n_1)\text{RFI}^*(n_2) = \frac{1}{N} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} \text{WD}_{a,\text{RFI}}\left(\frac{n_1+n_2}{2}, k\right) e^{j\frac{2\pi}{N}k(n_1-n_2)} \quad (6)$$

其中, $n_1 = n + m$ 和 $n_2 = n - m$, $n_1, n_2 \in [1, N]$ 是正整数. 假设 n_1 在区间 $[1, N]$ 遍历, c 是 $[1, N]$ 内选取的一个参考点, 则式(6)可以改写成:

$$\text{RFI}(n_1)\text{RFI}^*(c) = \frac{1}{N} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} \text{WD}_{a,\text{RFI}}\left(\frac{n_1+c}{2}, k\right) e^{j\frac{2\pi}{N}k(n_1-c)} \quad (7)$$

上式表明, 序列 $\text{RFI}(n)$ 可以由 $\text{WD}_{a,\text{RFI}}(n, k)$ 唯一重构, 其幅度与原信号只相差 $\text{RFI}^*(c)$ 倍. 将 $\text{RFI}(n_1)\text{RFI}^*(c)$ 元素构成的序列记为 $\hat{\text{RFI}}$, $\hat{\text{RFI}} = [\text{RFI}(1)\text{RFI}^*(c), \text{RFI}(2)\text{RFI}^*(c), \dots, \text{RFI}(N)\text{RFI}^*(c)]^T$, 并假设 $\text{RFI}(c) = Ae^{j\theta}$, 其中 A 和 θ 分别为 $\text{RFI}(c)$ 的幅度和相位, 则序列 $\hat{\text{RFI}}$ 可以改写成:

$$\hat{\text{RFI}} = [Ae^{-j\theta}\text{RFI}(1), Ae^{-j\theta}\text{RFI}(2), \dots, \underset{c}{A^2}, \dots, Ae^{-j\theta}\text{RFI}(N)]^T \quad (8)$$

对序列 $\hat{\text{RFI}}$ 进行归一化处理, 即序列中的每一个

元素都除以 $\sqrt{\text{RFI}(c)\text{RFI}^*(c)}$, 得:

$$\hat{\text{RFI}}/\sqrt{\text{RFI}(c)\text{RFI}^*(c)} = [e^{-j\theta}\text{RFI}(1), e^{-j\theta}\text{RFI}(2), \dots, \underset{c}{A}, \dots, e^{-j\theta}\text{RFI}(N)]^T \quad (9)$$

再对序列两边乘以 $e^{j\varphi}$ 得:

$$\hat{\text{RFI}} e^{j\varphi}/\sqrt{\text{RFI}(c)\text{RFI}^*(c)} = [e^{j(\varphi-\theta)}\text{RFI}(1), e^{j(\varphi-\theta)}\text{RFI}(2), \dots, \underset{c}{A}e^{j\varphi}, \dots, e^{j(\varphi-\theta)}\text{RFI}(N)]^T \quad (10)$$

其中, φ 是搜索相位, 在 $(0, 2\pi]$ 范围内变化. 当 $\varphi = \theta$ 时, 所得序列即为重构的干扰信号:

$$\hat{\text{RFI}} e^{j\theta}/\sqrt{\text{RFI}(c)\text{RFI}^*(c)} = [\text{RFI}(1), \text{RFI}(2), \dots, \underset{c}{A}e^{j\theta}, \dots, \text{RFI}(N)]^T \quad (11)$$

其中, 相位搜索可采用能量最小准则:

$$\varphi = \arg \min_{\varphi \in (0, 2\pi]} \sum_{n=1}^N |x(n) - \hat{\text{RFI}}(n)e^{j\varphi}/\sqrt{\text{RFI}(c)\text{RFI}^*(c)}|^2 \quad (12)$$

式中, $\hat{\text{RFI}}(n)$ 和 $x(n)$ 分别表示序列 $\hat{\text{RFI}}$ 和混合信号的第 n 个元素. 根据以上分析可知, 当干扰信号的 WD 已知时, 可以根据 WD 的逆变换及归一化和相位搜索处理实现干扰信号的重构.

3.2 基于滑窗掩膜的多分量信号重构算法

将高效的信号重构方法推广至多分量信号重构时, 两个方面因素制约了其在多分量信号重构中的应用: 一方面多分量 WD 不可避免地会产生交叉项, 另一

方面该方法只适用于单分量信号的重构. 针对交叉项问题, 可以采用阈值法构建时频掩膜抑制交叉项^[16], 由于平滑伪 WD 能在一定程度抑制交叉项且时频分辨率接近 WD, 因此本文以平滑伪 WD 作为掩膜. 针对高效信号重构方法只适用于单分量信号重构问题, 则要求在时频掩膜后只保留单个分量的 WD. 此时可以分两种情况讨论: 情况 1 是当两个信号能量差别比较大时, 可以通过设置高门限的方法从弱分量中提取强信号分量; 情况 2 是当两个信号能量比较接近时, 若仍采用高门限的方法, 则难以实现各信号分量逐一提取. 针对第二种情况, 提出了基于时频面滑窗的掩膜方法, 该方法同样适用于第一种情况. 多分量信号时频面滑窗掩膜及重构算法步骤如下:

步骤 1 计算 SAR 回波数据 $x(n)$ 的平滑伪 Wigner 分布 $\text{WD}_{\text{Sp}}(n, k)$, 并在时频平面内搜索最大值, 分别记录最大值对应的频率和时域位置 k_1, n_1 , 以 k_1 为中心在频率上加上一个长度为 L 的窗, 其中 $B/2 < L \leq B$, B 为平滑伪 WD 瞬时谱宽, 频率加窗如图 1(a) 虚线所示, 在窗内通过设置门限得到 n_1 时刻的支撑区域 $\text{MWD}_{\text{Sp}}(n_1, k)$:

$$\text{MWD}_{\text{Sp}}(n_1, k) = \begin{cases} 1, & |\text{WD}_{\text{Sp}}(n_1, k)| \geq m \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (13)$$

其中, 门限值 m 可以定义为:

$$m = \alpha E(|\text{WD}_{\text{RSP}}(n, k)|) \quad (14)$$

式中, $E(|\text{WD}_{\text{Sp}}(n, k)|)$ 是平滑伪 WD 分布 $|\text{WD}_{\text{Sp}}(n, k)|$ 的均值, α 为门限调节因子. 最后, 将信号的 WD 与支撑区域相乘, 可得交叉项抑制后的 WD.

步骤 2 将窗平行滑动到下一个时刻 n_2 , 如图 1(b) 中虚线窗所示, 在窗内搜索最大值并记录对应的频率位置 k_2 , 再以 k_2 为中心重新构建一个长度为 L 的窗(图 1(b) 实线窗), 并计算 n_2 时刻的支撑区域 $\text{MWD}_{\text{Sp}}(n_2, k)$. 重复以上操作直到获得每一时刻的时频支撑域 $\text{MWD}_{\text{Sp}}(n, k)$.

步骤 3 计算 $x(n)$ 的 Wigner 分布 $\text{WD}(n, k)$, 并与 $\text{MWD}_{\text{Sp}}(n, k)$ 相乘, 得到掩膜后的 Wigner 分布 MWD :

$$\text{MWD}(n, k) = \text{WD}(n, k) \cdot \text{MWD}_{\text{Sp}}(n, k) \quad (15)$$

步骤 4 根据式(7)得到一组新序列 $\hat{\text{RFI}}$, 再根据式

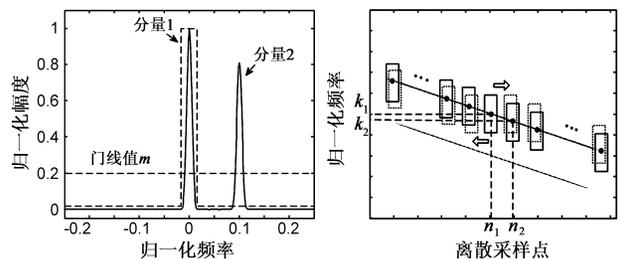


图 1 基于时频面滑窗的动态门限设置方法

(8)~(12)对序列进行归一化和相位搜索处理,重构时频平面内干扰信号 $RPI(n)$.

步骤 5 将干扰信号 $RPI(n)$ 从原始 SAR 回波数据中减去从而实现干扰抑制.

为证明算法的可行性,假设信号 $s(n)$ 由两个分量组成:

$$s(n) = s_1(n) + s_2(n) + s_3(n) + N(n) \quad (16)$$

其中,

$$\begin{cases} s_1(n) = 2\exp(j0.0006\pi n^2) \\ s_2(n) = 5\cos(0.0015\pi n)\exp(j0.1\pi n)\exp(j0.00002\pi n^2) \\ s_3(n) = 5\cos(0.0025\pi n)\exp(-j0.1\pi n)\exp(j0.0006\pi n^2) \end{cases} \quad (17)$$

$s_1(n)$ 为有用的 SAR 回波信号, $s_2(n)$ 、 $s_3(n)$ 分别为幅度随时间变化的 NBI 和 WBI; $N(n)$ 为高斯噪声,其信噪比(SNR)为 10dB. 图 2(a)为混合信号的频谱, SAR 有用信号与强干扰信号在频谱混叠在一起,在频域难以实现有用信号和干扰信号的分离,而在 WD 平面内,有用信号和干扰信号是分离的,如图 2(b)所示. 因此采用时频面滑窗掩膜方法能将时频平面内能量较强的干扰分量从有用的信号中提取出来,并采用基于 WD 的重构算法对提取后的干扰信号进行重构,重构后的 NBI 和 WBI 信号与原信号的时域对比如图 2(c)、(d)所示,其中门限调节因子 $m=3$, 频率加窗长度 $L=8$. 将干扰信号从 SAR 回波数据中减去后,则有用的 SAR 回波数据的时

域及其 WD 分别如图 2(e)、(f)所示,干扰信号被有效地抑制并保留大部分有用信号. 不直接重构有用信号有两方面原因:(1)干扰信号能量远强于有用信号,因此在时频平面内检测和识别干扰信号比较容易;(2)仿真只给出了单个点目标的回波信号,实际的 SAR 回波数据中,有用信号是由来自不同方向、不同距离和不同散射点回波信号不相关叠加的结果,其频谱具类似噪声的随机统计特性,难以实现有用信号的提取与重构^[13]. 因此,在 SAR 场景中只能提取和重构干扰信号.

4 仿真实验及参数选取分析

4.1 干扰抑制评估准则

为定量的评估本文方法,下面引入两个评估指标:失真比^[12]和信噪比^[13]. 干扰抑制前后的有用信号失真比可定义为:

$$SDR = 10 \log_{10} \left(\frac{\sum |d_0(n) - \hat{d}(n)|^2}{\sum |d_0(n)|^2} \right) \quad (18)$$

其中, $\hat{d}(n)$ 表示干扰抑制后的信号, $d_0(n)$ 表示不存在干扰的有用的 SAR 回波信号. 干扰抑制后信噪比可定义为:

$$SNR = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{|y|^2}{|\hat{y}|^2} \right) \quad (19)$$

其中, y 为代表二维脉压后强散射点信号的幅度, \hat{y} 代

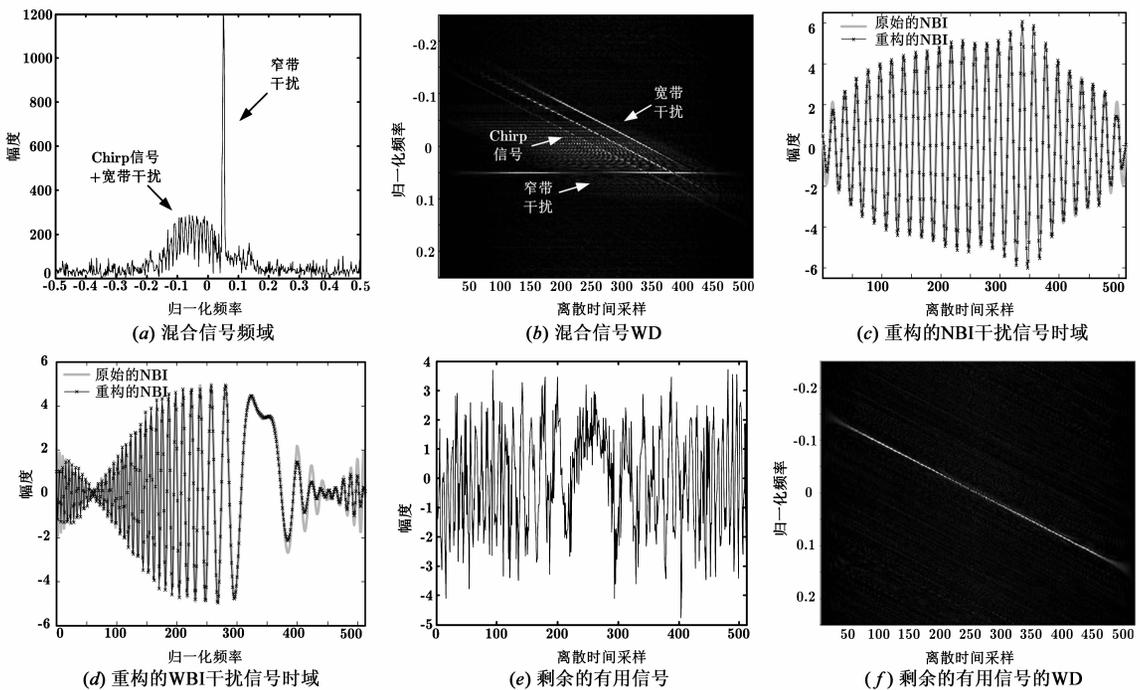


图2 干扰重构和对消

表强散射点周围区域的信号平均幅度. SDR 越小, SNR 越大表明干扰抑制方法带来有用信号的损失越小,反之则表明信号损失越大.

4.2 参数选取

门限调节因子 α 和窗长 L (频点个数) 选取会影响干扰抑制效果. 当门限调节因子选取得过低或者窗选取得过长, 掩膜后的 WD 会包含大量的有用信号分量; 反之, 所得的 WD 不能包含全部的干扰分量, 这两种情况均会影响干扰抑制的效果. 图 3(a) 给出了 SDR 与门限调节因子的关系, 由图可知, 随着门限调节因子增大, SDR 逐渐变小, 当门限调节因子达到 3 时 SDR 最小, 此时干扰抑制效果达到最佳. 图 3(b) 反映了 SDR 与窗长的关系, 随着窗长的增加, 支撑域包含的干扰信号也逐渐增多, 干扰抑制效果也逐渐趋于最佳; 当窗长大于 8 后, 支撑域包含的有用信号和交叉项会随着窗长的增大而缓慢增加, 导致重构的干扰信号中包含有用信号及交叉项成分; 当窗长为 8 时信号 SDR 最小. 因此, 本文中门限调节因子 α 取 3、窗长 L 取 8.

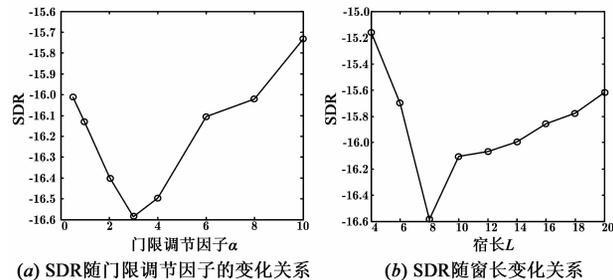


图3 SDR随门限调节因子与窗长的变化关系

4.3 干扰抑制算法比较

在这一节中, 通过在实测的 SAR 回波数据中加入模拟的干扰信号来验证算法的可行性, 其中图 4(a)、(b) 分别为不含干扰的回波数据频谱和时频谱图. 以 WBI 为例, 在原始回波数据中加入 WBI, 则存在干扰的 SAR 回波信号频谱和时频谱图如图 4(c)、(d). 由频谱可以看出 WBI 占用了比较宽的带宽, 如果采用通道均衡的方法抑制 WBI, 从频谱上看, WBI 被有效抑制并且保留了大部分有用信号, 但从谱图上看可以发现, 矩形窗内的干扰和有用信号同时被抑制, 干扰能量有剩余且有用信号没有被很好的保留, 如图 4(e)、(f) 所示. 而采用时频变换方法, 在每一个时间切片内干扰信号只占据一小部分的频率单元, 有利于干扰信号的提取和抑制. 图 4(g)、(h) 是采用 STFT 方法抑制 WBI 的结果, 从频谱上看, 与 WBI 重叠的有用信号被很好地保留下来, 但从谱图上看, 椭圆区域内仍有小部分干扰残留. 图 4(i)、(j) 是采用本文方法 WBI 抑制结果, 与采用 STFT 抑制方法相比, WBI 得到有效抑制. 因此, 所提算

法不仅能够有效抑制干扰信号, 而且能够很好地保留住有用的 SAR 回波信号.

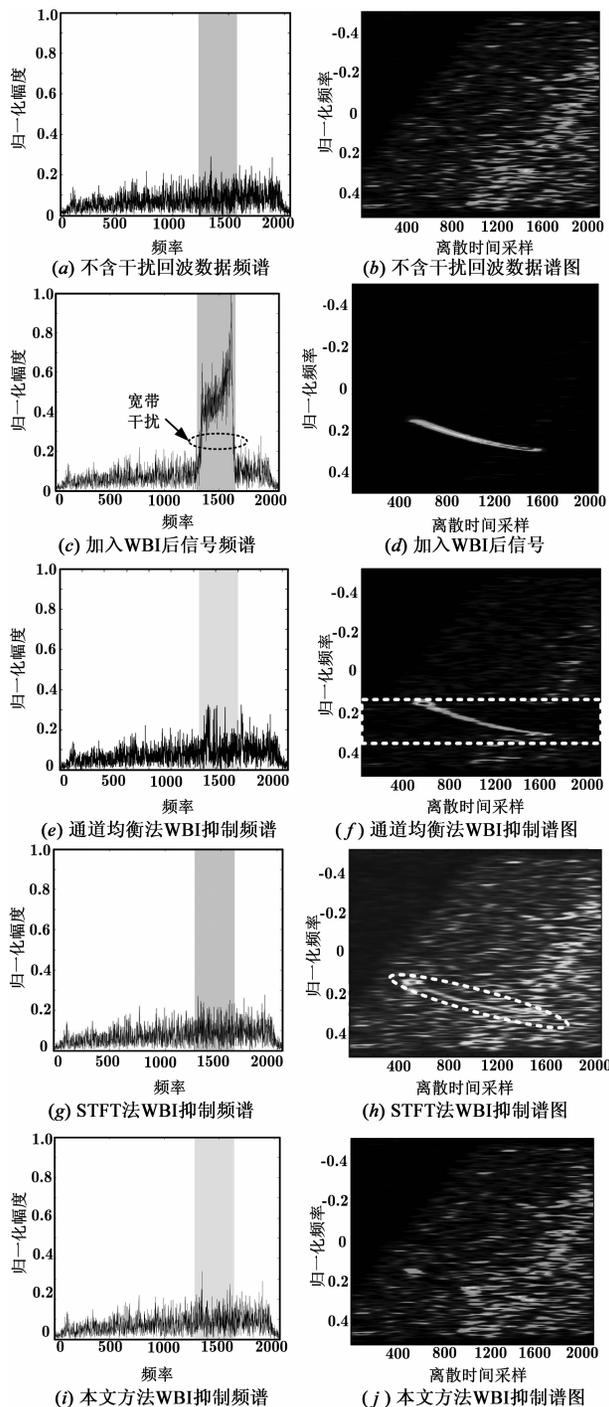


图4 宽带干扰抑制分析

4.4 SAR 场景实测数据处理结果

在这一小节中采用在实测的数据中加入模拟的 NBI 和 WBI 的方法验证所提算法的可行性, 所用的实测数据来源于加拿大航天局提供的加拿大温哥华地区的 RADARSAT-1 (精细模式 2). Radarsat-1 的参数如表 1 所示.

表1 雷达参数

| 参数 | 数值 |
|------------|--------------------------|
| 采样频率 f_s | 32.317MHz |
| 时宽 T_p | 41.75 μ s |
| 带宽 B | 30.116MHz |
| 调频率 K_r | 0.72135×10^{12} |

在实测数据中加入的 NBI 形式如下:

$$I_{\text{NBI}}(n) = A \exp(j2 \times 10^6 \pi n / f_s) \exp(j2 \times 10^9 \pi (n / f_s)^2) \quad (20)$$

其中, A 是信号幅度, f_s 是采样频率, 干扰信号带宽与有用信号带宽之比为 0.28%, 根据窄带干扰的定义, 加入的干扰符合 NBI 特性. 图 5(a) 给出了受 NBI 影响 SAR 回波数据直接成像结果, 可以明显看出图中绝大部分场景被亮线覆盖, 以致场景中一些重要的信息被遮挡, 例如海面上的舰船目标. 图 5(b) 是采用通道均衡法干扰抑制结果, 在抑制干扰的同时也抑制了有用信号, 虽然图像中亮线被消除, 但是带来噪声的增加, 以致图像方框内的目标信息被噪声淹没. 图 5(c) 和 (d) 分别为采用 STFT 和本文方法得到的 NBI 抑制后的结果, 与通道均衡法相比, 图像中噪声明显减少并且图像中的轮廓更加清晰, 方框内的目标清晰可见. 表 2 给出了三种算法 NBI 抑制性能比较, 由信噪比和失真度两个指标可以看出, 所提方法的 NBI 抑制性能要优于通道均衡法和 STFT 干扰抑制算法.

在实测数据中加入的 WBI 形式如下:

$$I_{\text{WBI}}(n) = A \exp(j2 \times 10^6 \pi n / f_s) \exp(j2 \times 10^{11} \pi (n / f_s)^2) \quad (21)$$

表2 三种算法 NBI 抑制性能比较

| 干扰抑制评估准则 | SNR | SDR |
|-------------|---------|----------|
| 通道均衡法 | 23.52dB | -12.53dB |
| STFT 干扰抑制方法 | 26.44dB | -15.60dB |
| 本文所提方法 | 27.23dB | -19.58dB |

其中, 干扰信号带宽与有用信号带宽之比为 28%, 远大于 1% 满足宽带干扰特性. 图 6(a) 给出了受时变 WBI 的 SAR 场景回波数据直接成像结果, 图中大部分场景被强的 WBI 覆盖, 无法识别港口的轮廓和海上的舰船目标. 图 6(b) 是采用通道均衡法得到 WBI 抑制后的结果, 由于与 WBI 在频谱上重叠的大部分有用信号被抑制, 大部分有用信号能量损失导致场景模糊和图像散焦. 采用 STFT 干扰抑制算法能够得到清晰的场景轮廓和海上舰船目标, 但与本文所提的干扰抑制结果相比, STFT 方法干扰抑制后, 图像中仍存在一些散焦, 两种方法的处理结果分别如图 6(c) 和 (d) 所示. 表 3 为 WBI 抑制的性能比较, 由表可以看出本文所提算法的在 WBI 抑制方面要优于通道均衡法和 STFT 干扰抑制算法.

表3 三种算法 WBI 抑制性能比较

| 干扰抑制评估准则 | SNR | SDR |
|-------------|---------|----------|
| 通道均衡法 | 20.52dB | -2.56dB |
| STFT 干扰抑制方法 | 25.01dB | -8.18dB |
| 本文所提方法 | 26.45dB | -14.25dB |

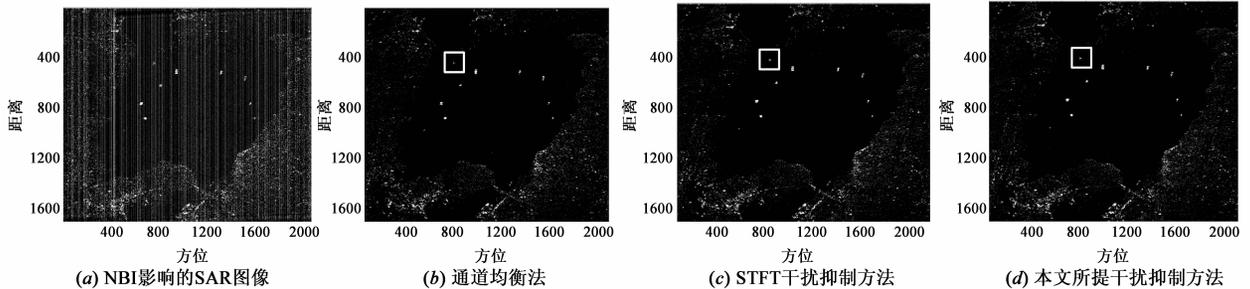


图5 NBI抑制结果

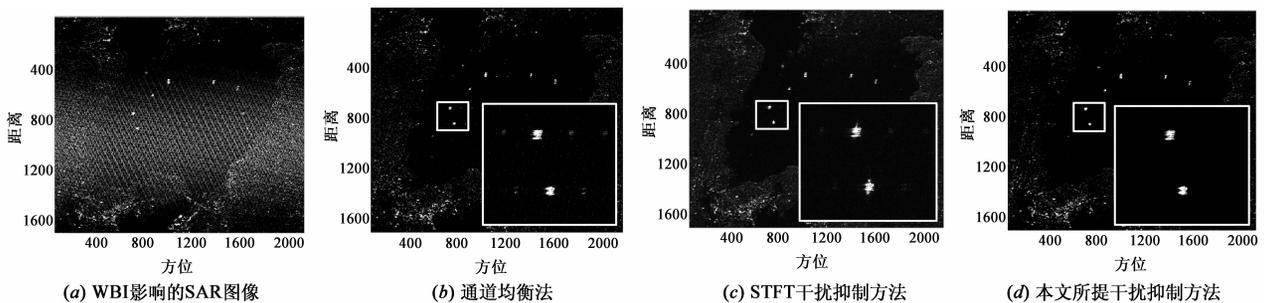


图6 WBI抑制结果

5 结论

本文结合基于 WD 信号重构和时频面滑窗掩膜的方法实现 NBI 和 WBI 抑制. 该方法避免了复杂参数建模, 通过从回波的 WD 域中提取和重构干扰信号, 并以此对消原始回波域中的干扰信号实现干扰抑制的目的. 实测数据处理结果表明本文提出的干扰抑制方法与通道均衡方法和 STFT 时频滤波法相比具有更好的干扰抑制性能, 同时能对宽带干扰进行有效的抑制.

参考文献

- [1] Potsis, Reigber A, Papathanassiou K P. Interference suppression in synthesized SAR images[J]. IEEE Lett on Geoscience and Remote Sensing, 2005, 2(1): 45 – 49.
- [2] Zhou F, Sun G, Bai X, et al. A novel method for adaptive SAR barrage jamming suppression[J]. Geoscience and Remote Sensing Letters, 2012, 9(2): 292 – 296.
- [3] Wang X Y, Yu W D, Qi X Y, et al. RFI suppression in SAR based on approximated spectral decomposition algorithm[J]. Electron Letters, 2012, 48(10): 594 – 596.
- [4] Zhou F, et al. Narrow-Band interference suppression for SAR based on complex empirical mode decomposition[J]. Geoscience and Remote Sensing Letters, 2009, 6(3): 423 – 427.
- [5] 李兵, 洪文. 合成孔径雷达噪声干扰研究[J]. 电子学报, 2004, 32(12): 2035 – 2037.
LI Bing, HONG Wen. Study of noise jamming to SAR[J]. Acta Electronica Sinica, 2004, 32(12): 2035 – 2037. (in Chinese)
- [6] 王盛利, 于立, 倪晋麟, 张光义. 合成孔径雷达的有源欺骗干扰方法研究[J]. 电子学报, 2003, 31(12): 1900 – 1902.
WANG Sheng-li, YU Li, NI Jin-lin, ZANG Guang-yi. A study on the active deception jamming to SAR[J]. Acta Electronica Sinica, 2003, 31(12): 1900 – 1902. (in Chinese)
- [7] Miller T, Potter L, Mc Corkle J. RFI suppression for ultra wide-band radar[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1997, 33(4): 1142 – 1156.
- [8] Ulug B. An Algorithm for Sinusoidal Interference Reduction Using Iterative Maximum Likelihood Estimation Techniques [D]. US: Ohio State University, 1992.
- [9] Smith T L, Hill R D, Hayward S D, et al. Filtering approaches for interference suppression in low-frequency SAR [J]. IEE Proc-Radar, Sonar & Navig, 2006, 153(4): 338 – 344.
- [10] 董臻, 梁甸农, 黄晓涛. VHF/UHF UWB SAR 基于通道均衡的 RFI 抑制方法[J]. 电子与信息学报, 2008, 30(3): 550 – 553.
DONG Zhen, LIANG Dian-nong, HUANG Xiao-tao. A RFI

suppression algorithm based on channel equalization for the VHF/UHF UWB SAR [J]. Electronics & Information Technology, 2008, 30(3): 550 – 553. (in Chinese)

- [11] Zhou F, Wu R, Xing M, et al. Eigen subspace-based filtering with application in narrow-band interference suppression for SAR [J]. Geoscience and Remote Sensing Letters, 2007, 4(1): 75 – 79.
- [12] Zhou F, Tao M, Bai X, et al. Narrow-band interference suppression for SAR based on independent component analysis [J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2013, 51(10): 4952 – 4960.
- [13] Zhang S, Xing M, Guo R, et al. Interference suppression algorithm for SAR based on time-frequency transform [J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2011, 49(10): 3765 – 3779.
- [14] Zhao Z, et al. FM interference suppression for PRC-CW radar based on adaptive STFT and time-varying filtering [J]. Systems Engineering and Electronics. 2010, 21(2): 219 – 223.
- [15] Zheng L, et al. CAF-FrFT: A center-affine-filter with fractional Fourier transform to reduce the cross-terms of Wigner distribution [J]. Signal Processing, 2014, 94: 330 – 338.
- [16] Zuo L, et al. An efficient method for detecting slow-moving weak targets in sea clutter based on time-frequency iteration decomposition [J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2013, 51(6): 3659 – 3672.

作者简介



粟 嘉 男, 广西桂林人, 1985 年 10 月生. 现为西安电子科技大学信号与信息处理专业博士生, 主要研究方向为时频分析、信号处理.
E-mail: jiasu1011@126.com



陶海红 女, 安徽亳州人, 1976 年 4 月生. 博士, 教授, 博士生导师. 1997 年毕业于西安电子科技大学电子工程系, 获学士学位. 分别于 2002 和 2004 年获西安电子科技大学信号与信息处理硕士、博士学位. 2005 年 8 月至 2005 年 10 月在德国汉堡理工大学作访问学习. 2008 年破格提升为教授. 现在西安电子科技大学雷达信号处理国防科技重点实验室工作. 主要研究方向: 雷达信号波形设计、MIMO 雷达技术、自适应和阵列信号处理、运动目标检测和高速实时信号处理设备.
E-mail: hhtao@xidian.edu.cn