

基于 STFT 和 WT 的 SAR 干扰抑制算法

张双喜, 张 磊, 刘艳阳, 邢孟道, 保 铮

(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)

摘 要: 窄带干扰(NBI)和宽带干扰(WBI)作为合成孔径雷达(SAR)中最为常见的两种干扰形式, 它们的存在将会大幅度地降低 SAR 图像的质量. 本文在对 NBI 和 WBI 的时频聚集性分析的基础上, 提出一种联合短时傅里叶变换和小波变换的 NBI 和 WBI 抑制方法. 该方法首先把 SAR 回波数据变换到短时傅里叶谱域再把短时傅里叶谱域数据变换到小波域, 然后在小波域中采用恒虚警(CFAR)检测方法对小波系数进行干扰识别和干扰抑制, 接着把干扰抑制后的小波系数变换到 SAR 原始回波数据域, 利用常规的 SAR 成像算法进行成像处理, 最后得到清晰无干扰的 SAR 图像. 该算法在干扰抑制过程中对有用回波信号造成的损失比较小, 并且可以有效地抑制时变的 NBI 和 WBI. 结合仿真和实测数据的处理, 经过实验分析验证了本文方法的有效性.

关键词: 合成孔径雷达; 窄带干扰; 宽带干扰; 干扰抑制; 小波变换; 短时傅里叶变换

中图分类号: TN958 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2011) 07-1581-08

Interference Suppression Algorithm for SAR Based on Short-Time Fourier Transform and Wavelet Transform

ZHANG Shuang-xi, ZHANG Lei, LIU Yan-yang, XING Meng-dao, BAO Zheng
(National Key Laboratory for Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China)

Abstract: As the two most common forms of interference in synthetic aperture radar (SAR). Narrow-band interference (NBI) and wide-band interference (WBI) significantly reduce the quality of SAR images. Based on the analysis of the time-frequency concentration of NBI and WBI, an interference suppression algorithm for SAR is proposed. In the algorithm, SAR echo data is transformed into the short time Fourier transform spectrum domain, and then it is transformed into the wavelet domain. In the wavelet domain, the constant false alarm rate (CFAR) algorithm is employed to operate interference identification and suppression. After that, a clear and noninterference SAR image can be obtained by using a conventional SAR imaging algorithm. This algorithm brings less loss to useful data during interference suppression, and can efficiently suppress the time-varying NBI and WBI. The processing results of the simulation and the real measured data prove the effectiveness of this algorithm.

Key words: synthetic aperture radar (SAR); narrow-band interference (NBI); wide-band interference (WBI); interference suppression; wavelet transform (WT); short time Fourier transform (STFT)

1 引言

由于合成孔径雷达(SAR)具有全天时、全天候工作的特点,其在战场侦察和资源勘探等方面的应用受到越来越广泛的重视.然而 SAR 系统却很容易受到处于同一频段窄带信号和宽带信号的干扰,因此对干扰进行研究就显得非常的重要.根据干扰信号的带宽可以把干扰分为窄带干扰(NBI)和宽带干扰(WBI).NBI 主要包括射频干扰、自激干扰和人为释放干扰等^[1~4].这些干扰的存在将会降低 SAR 图像信干噪比.特别是当 SAR 系统受大功率的干扰时,将会使图像中存在很强的干扰条

带,从而影响图像判读和增加后处理的难度^[4,5].WBI 主要包括射频干扰和人为释放干扰.随机噪声干扰^[6]和欺骗式干扰^[7]是 WBI 的两种具体干扰形式.随机噪声很容易在 SAR 图像中形成强的随机噪声,覆盖目标;欺骗式干扰的干扰功率小,但很容易在 SAR 成像过程中得到两维能量的累积,在场景中生成虚假目标,影响敌方指挥官对战场形势的判断^[8].

如何有效地对 NBI 和 WBI 进行识别和抑制,提高 SAR 图像质量是雷达成像领域的一个重要研究课题.NBI 抑制方法主要分为两类,第一类是基于参数估计的 NBI 抑制方法.这类方法是把 NBI 看作恒定幅度的正弦

信号叠加,因此可以利用 LMS 或者最大似然(Maximum Likelihood, ML)准则^[3,9,10]估计正弦信号的频率、幅度和相位,然后把 NBI 从原始数据中对消掉.在考虑参数的完备性和估计精度的条件下,理论上参数化干扰抑制方法是最优.但是这类方法的数学建模比较复杂,而且模型参数误差会导致 NBI 估计不准确.第二类是非参数化的 NBI 抑制方法,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^[2,3,11].频域陷波和子空间滤波^[12]是属于这类干扰抑制方法.这类干扰抑制方法非常适用于对平稳 NBI 进行抑制,不足之处在于它忽略 NBI 的非平稳局部特性.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.目前还没有比较成熟的算法可以对其进行有效地抑制,有关 WBI 抑制的文献也不多,现有的有关 WBI 抑制方法也只是针对某种特定类型的干扰形式.文献[8]利用发射波形的多样性来对欺骗式干扰和存储转发式干扰进行抑制,而文献[13]利用多通道在空间某些方向上形成零点来对地面热杂波进行干扰抑制.

本文充分利用干扰信号和雷达回波信号的时频特性,提出了一种联合短时傅里叶变换和小波变换^[14~16]的 NBI 和 WBI 抑制方法.短时傅里叶变换作为一种时频分析工具,它可以把平稳和非平稳的信号在时频平面上进行表示.NBI 和 WBI 在时频平面上的聚集性主要由干扰信号带宽和非平稳特性决定的.NBI 的带宽比较窄,因此其具有时频聚集性;WBI 带宽比较宽,其时频聚集性是由干扰信号的信号形式所决定.本文提出的干扰抑制方法是针对具有时频聚集性的 WBI.对于 NBI,现有基于小波变换的干扰抑制方法是对信号的整个频谱进行小波变换,利用 NBI 频谱和雷达回波信号的频谱在小波域不同尺度上不同的表现形式进行干扰抑制.其实这种 NBI 干扰抑制方法相当于在时频平面上利用一个矩形窗对干扰进行滤波,该方法带来的信号损失比频域陷波小但比时频平面陷波带来的信号损失大.受其启发可以在时频平面上对受到干扰时刻的信号频谱进行小波变换,在小波域中对 NBI 进行抑制,这样带来的信号损失比直接在时频平面内对干扰信号进行陷波带来的信号损失小.这正是本文提出 NBI 抑制的主要思想.利用小波变换在时频平面上对干扰进行滤波时,是把受到干扰时刻的短时傅里叶频谱先变到小波域中,接着把 NBI 所对应的小波系数检测出来并通过设计具体的滤波器对这些干扰系数进行滤波.由于本文所研究 WBI 是具有时频聚集性,前面提到的基于短时傅里叶变换和小波变换的干扰抑制方法也是适用 WBI 抑制.

2 基于短时傅里叶变换和小波变换干扰抑制方法

2.1 短时傅里叶变换

给定一个时间宽度很短的窗函数 $\gamma(t)$,令窗函数滑动,则信号 $z(t)$ 的短时傅里叶变换定义为:

$$STFT_z(t, f) = \int_{-\infty}^{\infty} [z(\mu)\gamma^*(\mu - t)] \exp(-j2\pi f\mu) d\mu \quad (1)$$

式中 $*$ 代表复数共轭.窗函数 $\gamma(t)$ 的时间移位使短时傅里叶变换具有局部的时频特性,它既是时间的函数,又是频率的函数.对于给定时刻 t , $STFT_z(t, f)$ 可以认为是该时刻的瞬时频谱.

信号 $z(t)$ 是能够由 $STFT_z(t, f)$ 完全重构出来.重构公式为:

$$z(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} STFT_z(\mu, f) \cdot g(\mu - t) \exp(j2\pi f\mu) d\mu df \quad (2)$$

当式(2)满足完全重构时, $p(u) = z(u)$, 此时窗函数 $g(t)$ 满足下列条件:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \gamma^*(t)g(t)dt = 1 \quad (3)$$

式(3)称为短时傅里叶变换的完全重构条件. $g(t)$ 为综合窗,通常有三种最简单的选择: $g(t) = \gamma(t)$ 、 $g(t) = \delta(t)$ 、 $g(t) = 1$.考虑到工程实现的可行性,本文选择 $g(t) = \gamma(t)$.

令 $z(k)$ 为离散信号,短时傅里叶变换的离散形式: $STFT\{z(k)\} = STFT(m, n)$

$$= \sum_{k=-\infty}^{\infty} z(k)\gamma^*(k - m) \exp(-j2\pi nk) \quad (4)$$

式(4)对应的短时傅里叶变换的离散化重构公式为:

$$z(k) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} STFT(m, n) \cdot g(k - m) \exp\{j2\pi nk\} \quad (5)$$

离散的分析窗 $\gamma(k)$ 和离散综合窗 $g(k)$ 之间应满足离散的完全重构条件:

$$\sum_{m=-\infty}^{\infty} g(k + n - m)\gamma^*(k - m) = \delta_n \quad \forall k \quad (6)$$

式中 δ_n 为 Kronecker δ 函数, $g(k) = \gamma(k)$.

2.2 信号模型和干扰

令 \hat{t} 和 f 分别代表时间和频率.假设 $X(\hat{t})$ 为 SAR 系统一个脉冲回波数据.其包括 $S(\hat{t})$, 加性噪声 $N(\hat{t})$, 干扰为 $I(\hat{t})$, 由此可得: $X(\hat{t}) = S(\hat{t}) + N(\hat{t}) + I(\hat{t})$.考虑到 SAR 的回波数据是复数据,干扰可以表示为一一系列频率时变、幅度为时变的复信号之和. $X(\hat{t})$ 的表达式可以重新写为:

$$X(\hat{t}) = S(\hat{t}) + N(\hat{t}) + \sum_{l=1}^L A_l(\hat{t}) \exp\left\{j(2\pi \int f_l(\hat{t}) d\hat{t} + \varphi_l)\right\} \quad (7)$$

在式(7)中 $f_l(\hat{t})$ 和 $A_l(\hat{t})$ 分别代表干扰的第 l 个分量的时变的频率和时变的幅度, φ_l 为第 l 个分量的初始相位. 与 $X(\hat{t})$ 相对应的离散表达式为:

$$X(k) = S(k) + N(k) + \sum_{l=1}^L A_l(k) \exp\left\{j(2\pi \sum_k f_l(k) + \varphi_l)\right\} \quad (8)$$

由于信号包含来自不同方向、不同距离和不同散射点的回波信号, 这些回波信号具有不同的相位和幅度响应函数, 因此不相关的叠加让 $S(\hat{t})$ 和 $S(k)$ 的频谱具有随机的统计特性. 图 2 为 SAR 实测数据某一个脉冲回波信号的频谱, 在该频谱中随机特性是很明显的.

对于 NBI, 干扰只影响到 SAR 回波信号的一小部分频谱, 即干扰信号的频谱只分布在一小部分频率单元以内如图 2(a) 所示, 图 2(b) 为其所对应的短时傅里叶谱. 从图 2(a)、(b) 和图 1 的比较可以看出: NBI 的能量集中在很小的频率范围内、功率很大, 且往往还具有很复杂的时频特性. 寻求既要保持信号的全部信息又要利用非参数化的 NBI 抑制方法对干扰进行抑制是很困难的. 可以考虑在时频域中提取 NBI 的时频局部特性. 在接下来的章节中将介绍如何利用短时傅里叶变换和

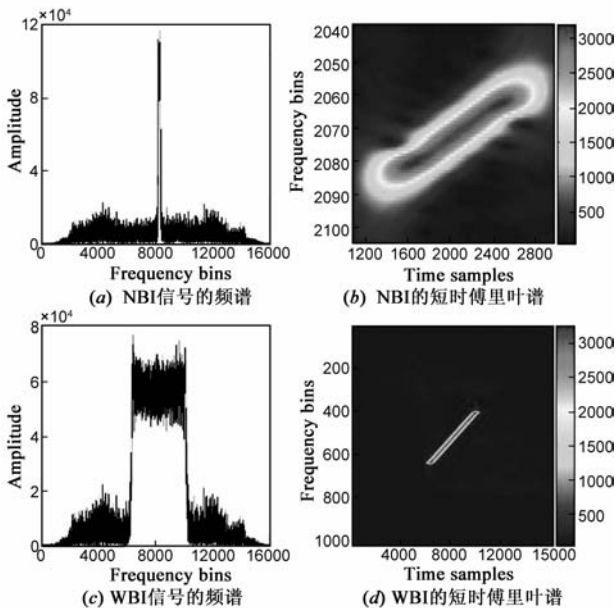


图 2 干扰信号的频谱和短时傅里叶谱

小波变换来进行 NBI 抑制. 对于 NBI 来说式(7)可以重新改写为:

$$X(\hat{t}) = S(\hat{t}) + N(\hat{t}) + \sum_{k=1}^K A_k(\hat{t}) \exp\{j(2\pi f_k \hat{t} + \varphi_k)\} \quad (9)$$

在式(9)中, f_l 为窄带干扰的第 l 个单频分量的频率, 其为常数. NBI 复杂的时频特性主要由其具有时变的幅度和包含多个频率分量造成. 式(9)对应的离散表达式:

$$X(k) = S(k) + N(k) + \sum_{l=1}^L A_l(k) \exp\{j(2\pi f_l k + \varphi_l)\} \quad (10)$$

把式(10)代入式(4)整理可得:

$$\begin{aligned} STFT\{X(k)\} &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} S(k) \gamma^*(k-m) \exp\{-j2\pi nk\} \\ &+ \sum_{k=-\infty}^{\infty} N(k) \gamma^*(k-m) \exp\{-j2\pi nk\} \\ &+ \sum_{l=1}^L \sum_{k=-\infty}^{\infty} A_l(k) \exp\{j(2\pi f_l k + \varphi_l)\} \\ &\cdot \gamma^*(k-m) \exp\{-j2\pi nk\} \end{aligned} \quad (11)$$

对于式(11)中的第一项, 由于 $S(k)$ 的频谱具有类噪声的特性且占据整个频带, 其加窗后信号的频谱也具有类噪声特性且占据整个频带; 对于第二项, $N(k)$ 为白噪声, 其加窗后的频谱也具有噪声特性; 在第三项中, 对于每个干扰分量其加窗后的频谱为单根谱线, 由于是 NBI, 所有的分量的谱线集中在很窄的频带范围以内. 通过对式(11)的讨论, 加上干扰信号的强度一般比有用信号和噪声强很多, 在短时傅里叶频谱域中某个时刻的频谱可以等效为在类随机噪声信号中有很小的一段时间存在很大的奇异值.

对于 WBI, 干扰信号的频谱将占据有用信号的大部分频率单元. 对于式(7)来说 $f_l(\hat{t})$ 是一个随时间变化的函数, 其值域和信号 $S(\hat{t})$ 的带宽 B 是可以比拟. 借用雷达对窄带信号和宽带信号的定义, 一般认为 $f_l(\hat{t})$ 的值域范围是要大于 B 的 10%. 本文所针对的 WBI 信号不仅要满足带宽的要求, 同时要满足前面引言所提到的信号具有时频域聚集性的要求. 式(7)所表示的干扰信号可以近似改写为:

$$X(\hat{t}) = S(\hat{t}) + N(\hat{t}) + \left\{ \sum_{l=1}^L A_l(\hat{t}) \exp(j\varphi_l) \right\} \exp\{j2\pi \int f(\hat{t}) d\hat{t}\} \quad (12)$$

在式(12)中 $f(\hat{t})$ 表示 WBI 信号时变的频率. 它对应的离散表达式为:

$$X(k) = S(k) + N(k) + \left\{ \sum_{l=1}^L A_l(k) \exp(j\varphi_l) \right\} \exp\{j2\pi \sum_k f(k)\} \quad (13)$$

式(13)对应的短时傅里叶变换为:

$$\begin{aligned}
 STFT\{X(k)\} = & \sum_{k=-\infty}^{\infty} S(k) \gamma^*(k-m) \exp\{-j2\pi nk\} \\
 & + \sum_{k=-\infty}^{\infty} N(k) \gamma^*(k-m) \exp\{-j2\pi nk\} \\
 & + \sum_{k=-\infty}^{\infty} \left\{ \sum_{l=1}^L A_l(k) \exp(j\varphi_l) \right\} \\
 & \cdot \exp\{j2\pi \sum_k f(k)\} \gamma^*(k-m) \exp\{-j2\pi nk\}
 \end{aligned} \quad (14)$$

在式(14)中,其前面两项与式(11)一样,对于第三项而言,本来不加窗的时候 $f(k)$ 的值域比较大而使干扰信号占据很宽的频带范围,然而加窗以后,对 $f(k)$ 的值域进行分割,而使窗函数以内干扰信号的带宽很窄,再加上干扰信号强度比较强,某时刻的短时傅立叶谱可以等效为在类随机噪声信号中有很小的一段时间存在很大的奇异值.图 2(c)和图 2(d)所示分别为 WBI 信号的频谱和其对应的短时傅里叶频谱.

2.3 小波变换

在小波变换过程中,小波基可以进行时间尺度上的伸缩,因此不同位置的小波系数代表不同的分辨率,即小波系数在有些位置具有很高的分辨率而在有些位置上分辨率比较低.传统的短时傅里叶变换仅仅只具有恒定的分辨率.对于小波变换而言,其对信号的奇异特性非常敏感.考虑到 NBI 频率的奇异特性,小波变换非常适合于 NBI 的识别和抑制.小波变换的另外一个优点是它具有线性特性,它可以克服类似像 Wigner-Ville 时频分布存在交叉项的弱点.小波变换还具有多个尺度分辨率的优点.这一点可以对信号的局部特性很好表示.

离散小波变换可以定义为:

$$Wf = [n, a^j] = \sum_{m=0}^{N-1} f[m] \cdot \varphi_j[m-n] \quad (15)$$

在式(15)中 f 为离散信号, φ_j 为离散的小波基, a^j 为伸缩尺度, N 为信号长度, m 和 n 为正整数.一系列正交的小波基是通过将母小波 φ 进行尺度伸缩和时间平移得到的.

$$\varphi_j[n] = \frac{1}{\sqrt{a^j}} \varphi\left(\frac{n}{a^j}\right) \quad (16)$$

每一个小波基都代表不同的尺度和位置.对于离散的 SAR 回波数据,式(15)中的小波变换可以利用参考文献[14]中的多分辨小波分解来进行运算.一个信号在某一个时间点的小波系数主要依赖于在这个时间附近信号变化情况^[14].更具体的说,在某一个尺度的小波系数可以被认为信号在该尺度上进行时间平滑.因此,信号局部的奇异性将会产生很大的小波系数.图 4 是对受到 NBI 的 SAR 实测数据的频谱进行小波变换后得到

的小波系数.其在进行小波变换时利用了 Herein, Daubechies 8^[16]小波.从图中可以看出代表 NBI 的小波系数明显比信号的小波系数大很多.由于存在这一优点,小波变换在不同的领域用来进行干扰识别和干扰抑制.

对于短时傅里叶变换,在时频平面上沿频率轴的信号是该时刻窗函数以内信号的频谱.当干扰信号是 NBI 时,窗函数以内的信号也是受到 NBI,可以利用 NBI 的抑制方法对这段信号进行干扰抑制.如果对每一时刻窗函数以内信

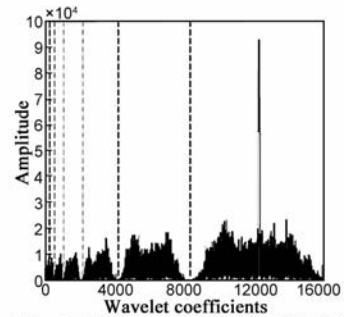


图3 SAR 实测数据频谱的小波系数

号进行干扰抑制就可以达到对整个信号进行干扰抑制.本文提出 NBI 抑制方法就是在时频平面内对每一个时刻窗函数以内的信号进行干扰抑制,从而达到在整个时频平面内进行干扰抑制,进而达到对于干扰信号进行有效地抑制.这样做的好处是能使有用信号在时频平面上损失最小.对于如图 2(d)所示的 WBI 信号,其某时刻对应的信号也是一个 NBI 信号.在每一个时刻利用 NBI 的抑制方法对窗函数以内的信号进行 NBI 抑制就可以达到对整个信号进行 WBI 抑制.以上可以通过某一个时刻窗函数以内信号频谱及该频谱对应的小波系数得到说明,如图 4(a)~(d)所示.

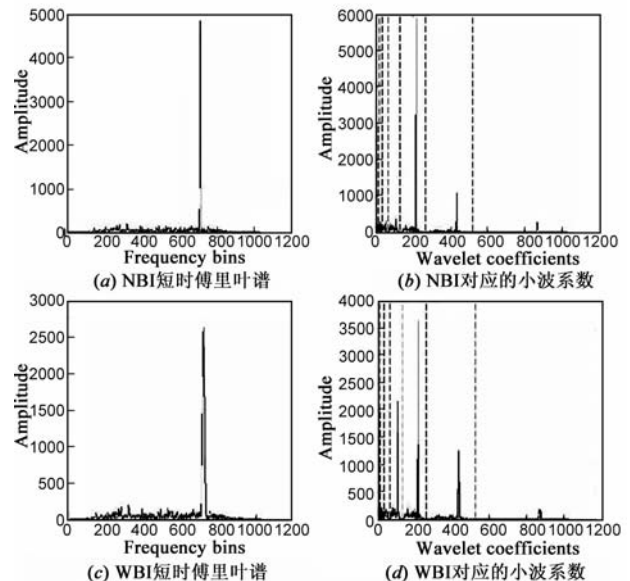


图4 某时刻NBI、WBI短时傅里叶谱和小波系数

通过以上的讨论可以看出不论是 NBI 还是 WBI 都可以等效为在短时傅里叶谱域对某一时刻加短时窗的信号进行 NBI 抑制.

3 利用小波变换进行干扰识别和抑制

由于干扰的能量集中在一小部分小波系数中,而信号和噪声能量却是分布在整个空间,因此可以根据能量的不同从含有噪声的雷达信号中把 NBI 提取出来.为了达到尽可能高的检测概率和尽可能低的虚警概率,在高斯假设的基础上利用雷达信号的统计特性在每一个尺度上对 NBI 进行横虚警概率检测.由于干扰具有很高的功率密度,在从含有噪声的雷达信号中选择样本来设置能量阈值时,干扰应该从统计样本中剔除出去.在某一个尺度下从含有噪声的雷达信号进行小波系数筛选的自适应阈值可以表示:

$$T_{\text{sample}} = f_m(j) + \left\{ \sum_{i=1}^I \frac{[f(i,j) - f_m(j)]^2}{I-1} \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (17)$$

在式(17)中 $f_m(j)$ 代表第 j 个尺度下小波系数的能量均值(本文假设该尺度下一共有 I 个系数), $f(i,j)$ 为第 i 个小波系数.当小波系数能量低于阈值时,它被认为是代表含噪声的雷达信号的小波系数.基于能量的自适应阈值由两部分组成:能量均值和能量均方根.显然,阈值是根据信干噪比进行自适应调整:假设信号的能量是恒定的,在高的信干噪比情况下为了维持比较高的干扰检测概率,通常需要一个比较低的阈值;而在存在干扰的情况下,则需要一个高阈值来避免去除过多的代表含有噪声信号的系数样本.

假设含有噪声的信号模型是高斯模型,通过所选择的样本,可以在每个尺度下构造代表 NBI 小波系数的横虚警检测器.在小波域中,第 j 个尺度干扰的 CFAR 检测门限为^[17]:

$$T_{\text{NBI}}(j) = m_{\text{sample}}(j) \cdot T \quad (18)$$

在式(18)中 $m_{\text{sample}}(j)$ 是第 j 个尺度小波系数的样本的均值,为了达到比较理想的横虚警检测概率, T 为放大倍数,对于给定样本数, T 为常数.从干扰抑制角度来说,所有干扰对应的小波系数都大于 T_{NBI} , T_{NBI} 的下限为 m_{sample} .图 5 为本文算法的流程图.

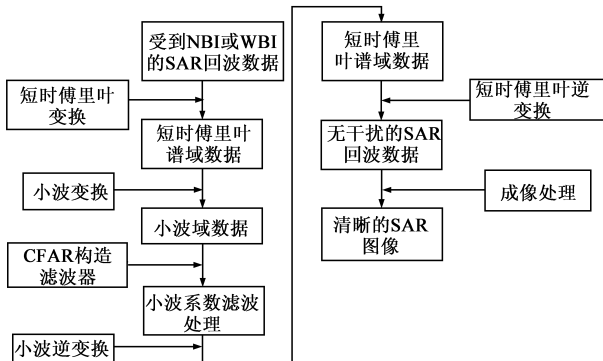


图5 本文算法流程图

4 仿真和实测数据处理结果

4.1 利用模拟的窄带干扰和宽带干扰进行仿真

为了定量评估本文提出干扰抑制方法,下面将介绍两个评估指标^[13].干扰抑制比定义为干扰抑制前和抑制后的能量之比.它的数学表达式为:

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

在式(19)中 x 和 \hat{x} 分别代表干扰抑制前和抑制后的信号.由于干扰的影响,有用信号的失真度可以定义为:

$$\beta = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{|x_0 - \hat{x}|^2}{|x_0|^2} \right) \quad (20)$$

本小节在对 NBI 的抑制方面,将对频域陷波和本文提出的干扰抑制方法进行比较.在比较它们的性能时候,所用的数据是加入模拟 NBI 的 SAR 回波数据.图 6(a)和图 6(b)分别是没有受到 NBI 和受到 NBI 的 SAR 回波信号频谱.图 6(c)为受到 NBI 的短时傅里叶谱.可以明显看出 NBI 在时频域具有时频聚集性,它占据的

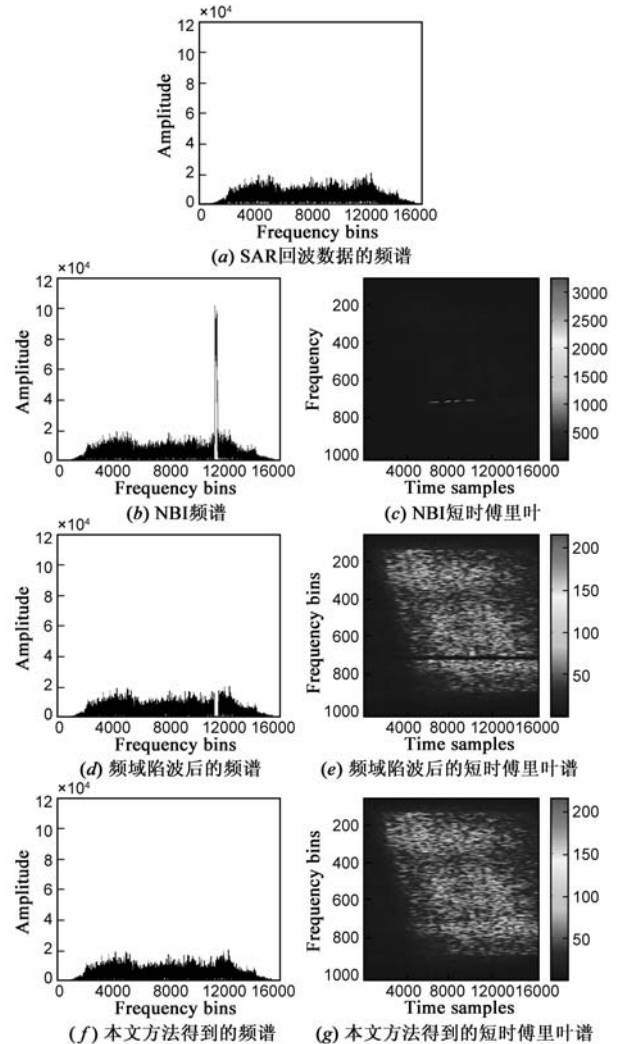


图6 NBI抑制分析

带宽比较窄. 频域陷波因其简单和有效, 被广泛用来进行 NBI 抑制. 图 6(d) 和图 6(e) 分别为利用频域陷波处理后信号频谱和短时傅里叶谱. 可以很明显看出频域陷波方法是以和 NBI 所处同一频段有用信号的损失为代价来进行干扰抑制. 图 6(f) 所示为利用本文方法进行 NBI 抑制后的信号频谱. 在利用恒虚警概率对 NBI 进行检测时, NBI 的虚警率设为 1%, 图 6(g) 为其短时傅里叶谱. 由于小波变换可以把信号的时频局部特性表现出来, NBI 可以得到很好地抑制, 而处于同一频段有用信号的信息却被很好保留着. 从短时傅里叶谱可以看出利用小波对干扰进行滤除是在时频平面内利用局部滤波器对 NBI 进行滤波. 表 1 给出两种 NBI 抑制方法的比较. 如表 1 所示频域陷波方法并不是很理想, 而相比之下本文方法具有很小的信号损失和信号失真. 本文方法和频域陷波方法一样具有高的干扰抑制比, 而频域陷波方法在滤除干扰的同时会使有用信号产生损失. 这一点可以从两种方法的失真比中看出来. 从信号损失角度来说本文方法对 NBI 的抑制性能优于频域陷波方法.

表 1 两种 NBI 抑制方法的性能比较

干扰抑制方法	模型	干扰抑制比	失真比
频域陷波	非参数化	12.93 dB	-30.87dB
本文方法	非参数化	13.17 dB	-40.19dB

在 WBI 抑制方面, 在比较它们性能时候, 所用的数据是加入模拟 WBI 的 SAR 回波数据. 图 7(a) 为受到 WBI 的 SAR 回波信号频谱, 可以看出 WBI 明显占据比较宽的带宽, 如果利用频域陷波方法进行干扰抑制很明显是不行的. 图 7(b) 为受到 WBI 的 SAR 回波信号频谱的短时傅里叶谱, 从短时傅里叶谱可以看出来 WBI 信号比较集中, 但其也占据一定得区域. 本文方法就是在短时傅里叶域中利用小波变换的多尺度特性, 对干

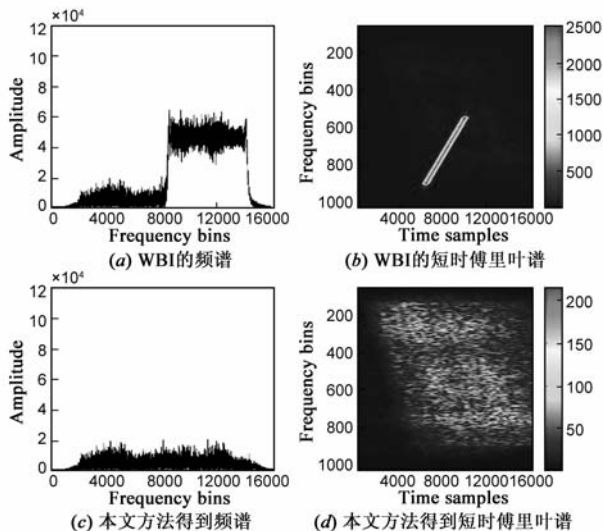


图 7 WBI 抑制分析

扰进行滤波. 图 7(c) 利用本文方法进行 WBI 抑制 SAR 回波信号的频谱, 可以看出干扰得到有效抑制, 而跟干扰处于同一频段的有用信号却很好保留着. 图 7(d) 为进行干扰抑制后的短时傅里叶谱, 从图中可以看出有用信号损失比较小. 表 2 为 WBI 抑制性能, 从表中可以看出 WBI 信号失真比起 NBI 来说比较大, 但信号失真度还是比较小且干扰抑制性能还是比较高.

表 2 WBI 抑制性能

干扰抑制方法	模型	干扰抑制比	失真比
本文方法	非参数化	33.38dB	-24.70dB

4.2 实测数据处理结果

4.2.1 NBI 抑制

在这一小节中所用的实测数据来源于 SAR 工作在条带模式下的飞行试验. 系统工作在 C 波段, 图像的分辨率为 $0.5\text{m} \times 0.5\text{m}$. 数据受到时变的 NBI, 成像场景主要是一片鱼塘. 图 8(a) 所示为利用原始的回波数据直接进行成像的结果. 可以明显的看出受到 NBI 图像中绝大部分场景都被很强的干扰信号所覆盖. 图 8(b) 为利用频域陷波方法进行 NBI 抑制的成像结果, 由于干扰非常频繁而且干扰信号又是时变的, 频域陷波方法在对干扰进行抑制的同时也会带来有用信号频带信息的损失. 与图 8(a) 相比, 由于信号损失在某种程度上会带来信噪比的损失和图像对比度下降. 图 8(c) 所示为在小波域进行干扰抑制的结果, 在门限的设置过程中虚警概率为 1%. 由于信号损失比较小, 与图 8(a) 和图 8(b) 相比, 图 8(c) 的信噪比和对比度明显改善. 本文还从图像域的对比度来对本文方法和频域陷波方法进行比较. 对于一幅 $M \times N$ 的 SAR 图像, 其距离向上有 M 点, 方位向上有 N 点, 其中任意一点值为 $\{x_{m,n}\}$, m 为距离单元号, n 为方位单元号, SAR 图像的对比度定义为

$$D = \sqrt{\frac{\sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N (x_{m,n}^2 - \text{mean}(x_{m,n}^2))^2}{\text{mean}(x_{m,n}^2)}} \quad (21)$$

在式(21)中 D 越大, 图像的对比越高, 反之则图像的对比度低. 在信噪比方法, 本文通过取出鱼塘中间特显点和周围区域还进行定量的对信噪比进行比较. 图 9 所示为鱼塘中间强散射点和周围区域的成像图, 图 9(a) 为直接利用频域方法得到的图像, 图 9(b) 为利用本文方法得到的图像. 在比较的时候定义定量评价指标:

$$\gamma = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{|\hat{\gamma}|^2}{|\hat{\gamma}|^2} \right) \quad (22)$$

在式(22)中 γ 为代表强散射点信号, $\hat{\gamma}$ 代表特显点周围区域的信号. γ 越大代表干扰抑制方法对有用信号造成的损失越小, 信噪比高; 反之则有用信号损失较大, 信

噪比低.从表 3 可以看出利用本文方法进行 NBI 抑制后,图像的对比度 D 和信噪比 γ 明显高于频域陷波方法,这从定量上说明本文方法在对比度和信噪比上都

较频域陷波方法有一定的提高.这也可以说明本文方法对有用信号产生的损失比较小.

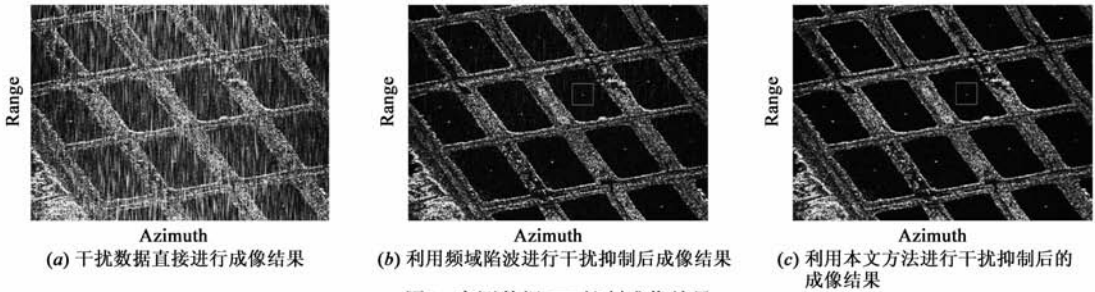


图8 实测数据NBI抑制成像结果

表 3 实测数据两种 NBI 抑制方法的性能比较

干扰抑制方法	对比度 D	信噪比 γ
频域陷波	$2.0389e+003$	-96.31dB
本文方法	$2.6403e+003$	-87.83dB

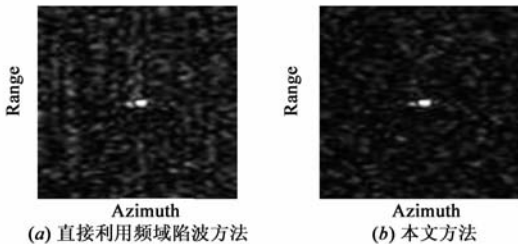


图9 鱼塘中间强散射点和周围对比图

4.2.2 WBI 抑制结果

在这一小节中所用的实测数据来源于 SAR 工作在

条带模式下的飞行试验.系统工作 ku 波段,图像的分辨率为 $1\text{m} \times 1\text{m}$.数据受到时变的 WBI,成像场景为乡村、田野和高速公路.图 10(a)所示为利用原始的回波数据直接进行成像的结果,可以明显的看出由于受到 WBI 图像中的场景都被很强的干扰信号所覆盖,基本上看不出有场景的存在.图 10(b)所示利用频域陷波方法进行干扰抑制后的成像结果,从图中可以看出由于大部分频带受到干扰而被陷波,信号缺损十分严重,只能看到成像场景中很模糊的轮廓.图 10(c)为利用本文方法进行成像的结果,从图中可以看出乡村、田野、高速公路以及田野中的小路清晰可见.这说明本文方法不仅可以对 WBI 进行有效地抑制而且对 SAR 回波有用信号产生的损失很小.

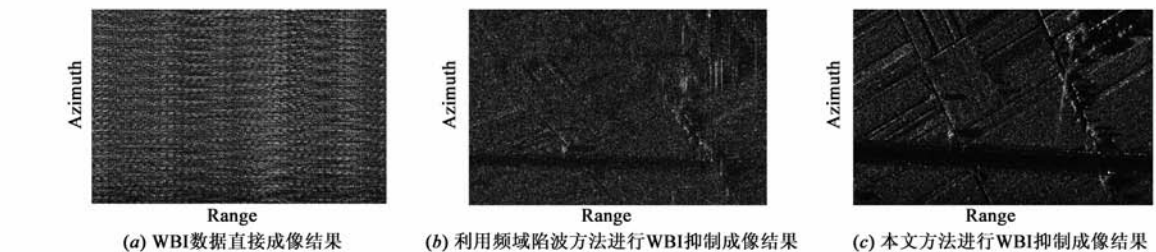


图10 实测数据WBI抑制成像结果

5 结论

本文提出了一种联合短时傅里叶变换和小波变换进行 SAR 回波信号 NBI 和 WBI 抑制方法.该方法避免了复杂参数建模,通过从回波数据中得到自适应门限来对干扰进行检测并加以抑制.而且本文处理方法可以很好的保留场景信号信息.实测数据的处理结果表明本文提出的干扰抑制方法相比频域陷波方法在 NBI 抑制方面具有更好的性能,且还能同时对宽带干扰进行有效的抑制.

参考文献

[1] Potsis, A Reigber, K P Papathanassiou. Interference suppression in synthesized SAR images[J]. IEEE Geoscience and Remote

Sensing Letters, 2005, 2(1): 45 - 49.

- [2] T L Smith, R D Hill, S D Hayward, G Yates, A Blake. Filtering approaches for interference suppression in low-frequency SAR [J]. IEE Proceedings on Radar, Sonar and Navigation, 2006, 153(4): 338 - 344.
- [3] T Miller, L Potter, J McCorkle. RFI suppression for ultra wide-band radar[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems (AES), 1997, 33(4): 1142 - 1156.
- [4] 吴晓芳, 代大海, 王雪松, 卢焕章. 基于微动调制的 SAR 新型有源干扰方法[J]. 电子学报, 2010, 38(4): 954 - 959. WU Xiaofang, DAI Dahai, WANG Xuesong, LU Huanzhang. A novel method of active jamming for SAR based on micro motion modulation[J]. Acta Electronica Sinica, 2010, 38(4): 954 - 959. (in Chinese)

- [5] F Zhou, M Xing, X Bai, G Sun, Z Bao. Narrow-Band interference suppression for SAR based on complex empirical mode decomposition[J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2009, 6(3): 423 – 427.
- [6] 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.
L Bing, H Wen. Study of noise jamming to SAR[J]. Acta Electronica Sinica, 2004, 32(12): 2035 – 2037. (in Chinese)
- [7] 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.
W Shengli, Y Li, N Jinlin, Z Guangyi. A study on the active deception jamming to SAR[J]. Acta Electronica Sinica, 2003, 31(12): 1900 – 1902. (in Chinese)
- [8] M Soumekh, S Buffalo. SAR-ECCM using phase-perturbed LFM chirp signals and DRFM repeat jammer penalization[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems (AES), 2006, 42(1): 191 – 205.
- [9] L Nguyen, T Tuan, D Wong, M Soumekh. Adaptive coherent suppression of multiple wide-band width RFI sources in SAR [A]. Proceedings of SPIE Vol. 5427[C]. 2004. 1 – 16.
- [10] X Huang, D Liang. Gradual RELAX algorithm for RFI suppression in UWB-SAR[J]. Electronics Letters, 1999, 35(22): 1916 – 1917.
- [11] R T Lord, M R Inggs. Efficient RFI suppression in SAR using LMS adaptive filter integrated with range/Doppler algorithm [J]. Electronics Letters, 1999, 35(8): 629 – 630.
- [12] F Zhou, R Wu, M Xing, Z. Bao. Eigen subspace-based filtering with application in narrow-band interference suppression for SAR[J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2007, 4(1): 75 – 79.
- [13] L Rosenberg. Multichannel Synthetic Aperture Radar [D]. Australia: University of Adelaide, 2007, 4.
- [14] S G Mallat. A theory for multiresolution signal decomposition: the wavelet representation [J]. IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, 1989, 11(7): 674 – 693.
- [15] M Tello, C L Martínez, J J Mallorqui. A novel algorithm for ship detection in SAR imagery based on the wavelet transform [J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2005, 2(2): 201 – 205.
- [16] 张贤达, 保铮. 非平稳信号分析与处理[M]. 北京: 国防工业出版社, 2001.
- [17] H Rohling, Radar CFAR thresholding in clutter and multiple target situations [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems (AES), 1983, 19(2): 608 – 621.

作者简介



张双喜 男, 1984 年出生于福建东山. 现为西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室在读博士研究生, 主要从事 SAR 及其干扰抑制的研究.

E-mail: shuangxizhang1984@163.com

张磊 男, 1984 年出生于浙江金华. 现为西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室在读博士研究生, 主要从事 SAR 和 ISAR 成像算法的研究. E-mail: zhanglei_0330@126.com