

基于压缩感知的 SAR 宽带干扰抑制方法

孔舒亚¹ 叶伟² 劳国超¹

(1. 装备学院 研究生管理大队 北京 101416; 2. 装备学院 信息装备系 北京 101416)

摘要: 压缩感知合成孔径雷达成像能够利用较少的观测数据清晰的恢复目标图像,但当回波中存在宽带压制干扰时,会严重破坏场景稀疏性,造成成像质量恶化。研究了一种基于选择性测量的自适应压缩感知宽带压制干扰抑制方法,通过构造一种压缩域投影滤波器并结合噪声联合检测算法,自适应感知干扰的位置信息,对合成孔径雷达(SAR)回波信号进行选择性测量,从“源头”上避免了干扰对 SAR 目标回波信号稀疏性的影响。仿真结果表明,该方法在减少 SAR 系统处理数据量的同时,使 SAR 成像质量明显提高,证明了该方法的有效性。

关键词: 合成孔径雷达;自适应压缩感知;压缩域投影滤波;宽带压制干扰抑制

中图分类号: TN95 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.40

Method of SAR broadband jamming suppression based compressed sensing

Kong Shuya¹ Ye Wei² Lao Guochao¹

(1. Department of Graduate Management, The Academy of Equipment, Beijing 101416, china;

2. Department of Information Equipment, The Academy of Equipment, Beijing 101416, china)

Abstract: Synthetic aperture radar (SAR) imaging which use compressed sensing (CS) technology able to restore the target image clearly by using less observations date, but the presence of broadband suppress jamming in the echoes would seriously undermine the sparsity of the scene, resulting in deterioration of image quality. Study an suppression method of broadband suppress jamming by using adaptive compressed sensing which based on selective measurement, the method by constructing a compressed domain projection filter and combined with noise joint detection algorithm to perceived the positional information of interference adaptively, then to selection measurement of the SAR echo signal, and to avoid the influence of interference on the sparsity of SAR echo signal from the "source". The simulation results show that this approach not only reduces the amount of data processing of SAR system, at the same time, making the quality has improved significantly of SAR image, proved the effectiveness of this method.

Keywords: synthetic aperture radar; adaptive compressive sensing; compressed domain projection filtering; broadband jamming suppression

1 引言

合成孔径雷达(synthetic aperture radar, SAR)具有全天候全天候工作的能力,且完全不受云雾等恶劣天气的影响,在军事和民用领域都得到了广泛的应用^[1-3]。SAR 较高的分辨率使其具有很大的工作带宽,这无疑给 SAR 前端的数据处理系统带来沉重负担^[4]。

近年来出现的压缩感知(compressed sensing, CS)技术能够利用少量数据对原始信号进行精确重构^[5-6],基于 CS 的 SAR 成像技术也得到了蓬勃发展^[7-9];但 CS 理论是以信号在某变换域具有严格稀疏性为前提的,而宽带压制

干扰的存在会在信号压缩测量过程中产生噪声折叠效应^[10-11],破坏 SAR 目标回波信号的稀疏性。因此,如何消除宽带压制干扰对 SAR 目标回波信号重构性能的影响,是亟待解决的问题。

由于压缩采样改变了信号特性,所以基于 Nyquist 采样模型的传统抗干扰措施已经不再适用。目前基于 CS 的抗干扰方法主要是根据干扰与信号的稀疏性差别和基于后端去噪重构处理的思想来进行^[12-13]。文献[14]根据形态学成分分析的思想,分别对有用信号和干扰信号构建稀疏字典,不同的字典只能匹配各自的信号,而不能相互稀疏表达,从而在重构过程中实现干扰与信号的分离,但其只研究

了窄带干扰信号的抑制,宽带压制干扰的稀疏性是其应用受限的关键。文献[15]对SAR目标回波信号构建时延字典,而宽带压制干扰在该字典上不具有稀疏性,借助基追踪去噪算法,达到一定的抗干扰效果,这种方法虽然对干扰具有一定的抑制作用,但并不能完全消除噪声折叠效应对SAR成像质量的影响。文献[10]研究了一种面向低信噪比的自适应CS宽带噪声抑制方法,取得了一定的效果。

针对现有抗宽带压制干扰方法存在的不足,本文借鉴奈奎斯特带通采样中利用抗混叠滤波器滤除带外噪声干扰的思想,在文献[10]的基础上改进为一种自适应压缩感知SAR宽带干扰抑制结构,该结构通过压缩域投影滤波和干扰联合检测,能够得到干扰子空间的位置信息,将该位置信息作为选择性测量因子反馈到压缩测量前端,自适应地感知信号子空间,而不感知干扰子空间,随着信号的不断输入,选择性测量因子能够根据干扰的不同空间位置信息自适应的进行调整,以滤除掉“带外”干扰,在测量阶段就“屏蔽”掉了干扰对重构性能的影响。

2 CS基本理论

若 $N \times 1$ 维的信号 $x(x \in \mathbf{R}^{N \times 1})$ 在 $N \times N$ 维的基矩阵 $\Psi = \{\psi_1, \psi_2, \dots, \psi_i, \dots, \psi_N\}$ ($\psi_i \in \mathbf{R}$ 为 N 维列向量)上的投影系数只有 $K(K \geq N)$ 个值不为零,那么就称 x 在基矩阵 Ψ 上是稀疏的,稀疏系数 α 可由 x 与 Ψ 的内积获得,即 $\alpha_i = \langle x, \psi_i \rangle$ 。则信号 x 可表示为:

$$x = \sum_{i=1}^N \alpha_i \psi_i \quad \text{or} \quad x = \Psi \alpha \quad (1)$$

令 Φ 是一个 $M \times N$ 维测量矩阵,则信号 x 经过 Φ 压缩测量后便得到 $M \times 1$ 维的降采样数据 y ,即

$$y = \Phi x = \Phi \Psi \alpha = \Theta \alpha \quad (2)$$

式中: $\Theta = \Phi \Psi$ 是一个大小为 $M \times N$ 的感知矩阵。

若感知矩阵 Θ 满约束等距性质^[16](restricted isometry property, RIP),即 $1 - \epsilon \leq \|\Theta \alpha\|_2 / \|\alpha\|_2 \leq 1 + \epsilon, \epsilon > 0$,可通过求解 l_0 范数问题对信号 x 进行重构。即:

$$\hat{\alpha} = \operatorname{argmin} \|\alpha\|_0 \quad \text{s.t.} \quad y = \Theta \alpha \quad (3)$$

式中: $\|\cdot\|_0$ 表示 l_0 范数,即向量 α 中非零元素的个数。

3 干扰信号模型

对SAR的宽带压制干扰主要包括噪声调幅干扰、噪声调相干扰和噪声调频干扰,其中噪声调频干扰比较容易获得大的干扰功率和宽的干扰带宽,是目前SAR压制性干扰的主要干扰样式,其表达式为:

$$J(t) = U_j \cos[\omega_j t + 2\pi K_{\text{FM}} \int_0^t u(t') dt' + \varphi] \quad (4)$$

式中:调制噪声 $u(t)$ 为零均值、广义平稳的随机过程, φ 为 $[0, 2\pi]$ 均匀分布,且与 $u(t)$ 相互独立的随机变量, U_j 为噪声调频信号的幅度, ω_j 为噪声调频信号的中心频率, K_{FM} 为调频斜率。其时域波形如图1所示。

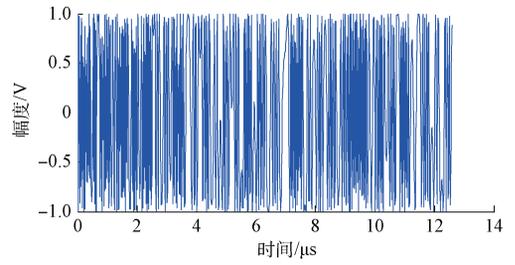


图1 噪声调频干扰时域波形

本文以噪声调频信号作为研究对象,验证所提抗宽带干扰方法的有效性。

4 基于选择性测量的SAR宽带压制干扰抑制方法

本文基于选择性测量的自适应压缩感知抗干扰结构如图2所示。

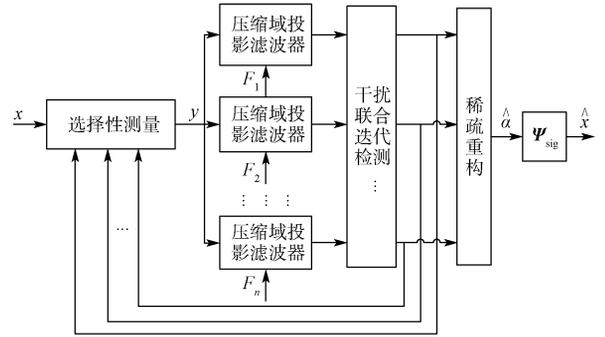


图2 基于选择性测量的自适应压缩感知结构

该选择性测量结构的具体实现流程分以下6个步骤进行。

1) 选择性测量模块中包含一个选择性测量产生器 $H = \Phi \Psi_{\text{sig}}^{-1}$,其中 Ψ_{sig} 是SAR目标回波的稀疏字典。干扰联合迭代检测后把干扰的位置信息作为选择性测量因子反馈至选择测量前端,以控制测量矩阵 Φ 的产生,当第 i 支路上的选择性测量因子为1时,将其在测量矩阵中相对应的列置零,否则正常产生随机序列。

2) 经过压缩测量之后的测量值中同时包含了干扰和信号的相关信息。由于感知矩阵各列之间并非正交的,对SAR回波信号进行压缩测量时,会造成干扰和信号的串扰,破坏SAR目标回波信号的稀疏性;为了消除这种投影串扰的影响,可以考虑构造一个压缩域投影滤波器,以每一列期望投影的能量输出最小化为原则,在滤波后得到干扰的位置信息,并把该位置信息反馈到压缩测量前端,进行选择测量。滤波器的具体推导如下。

假设压缩域投影滤波器每一列的投影滤波向量为 $F_i (i = 1, 2, \dots, N)$,压缩测量值 y 在每一列压缩域投影滤波向量上的滤波输出为 $o_i (i = 1, 2, \dots, N)$,则 $o_i =$

$\langle \mathbf{F}_i, \mathbf{y} \rangle = \mathbf{F}_i^H \mathbf{y}$, 定义投影滤波器的平均输出能量为:

$$E\{\langle \mathbf{F}_i, \mathbf{y} \rangle^2\} = E\{|\mathbf{F}_i^H \mathbf{y}|^2\} = \mathbf{F}_i^H \mathbf{R}_{yy} \mathbf{F}_i \quad (5)$$

式中: \mathbf{R}_{yy} 是压缩测量值 \mathbf{y} 的自相关矩阵, 为:

$$\mathbf{R}_{yy} = E\{\mathbf{y}(n)\mathbf{y}^H(n)\} = E\{\mathbf{H}x(\mathbf{H}x)^H\} = \Phi \mathbf{R}_\omega \Phi^H \quad (6)$$

式中: α 是 SAR 目标回波信号在稀疏基 Ψ_{sig} 上的稀疏系数, \mathbf{R}_ω 是其自相关矩阵。则:

$$E\{\langle \mathbf{F}_i, \mathbf{y} \rangle^2\} = E\{|\mathbf{F}_i^H \mathbf{y}|^2\} = \mathbf{F}_i^H \Phi \mathbf{R}_\omega \Phi^H \mathbf{F}_i \quad (7)$$

为使滤波器的输出中包含的其他列的投影干扰值最少, 需要求解一个最优的压缩域投影滤波器作为加权向量, 令该投影滤波器的平均输出能量为代价函数, 目的是在加权向量的作用下使输出能量最小, 即:

$$\min_{\mathbf{F}_i} E\{\langle \mathbf{F}_i, \mathbf{y} \rangle^2\} \quad (8)$$

式(8)存在一个特殊情况, 即当 $\mathbf{F}_i = 0$ 时, 代价函数始终最小, 所以必须加上一定的约束条件来避免这种平凡解, 即:

$$\mathbf{F}_i^H \boldsymbol{\theta}_i = \boldsymbol{\theta}_i^H \mathbf{F}_i = 1 \quad (9)$$

式中: $\boldsymbol{\theta}_i (i = 1, 2, \dots, N)$ 是全息矩阵, 该约束条件既能抑制滤波器输出的干扰能量, 又能保证 SAR 目标回波信号在滤波过程中不被抵消。

利用拉格朗日乘法求解在该约束条件下的最小输出能量:

$$J(\mathbf{F}_i) = \mathbf{F}_i^H \mathbf{R}_{yy} \mathbf{F}_i + \lambda[1 - \mathbf{F}_i^H \boldsymbol{\theta}_i] = \mathbf{F}_i^H \Phi \mathbf{R}_\omega \Phi^H \mathbf{F}_i + \lambda[1 - \mathbf{F}_i^H \boldsymbol{\theta}_i] \quad (10)$$

由 $\partial J(\mathbf{F})/\partial \mathbf{F}^H = 0$, 可得 $\Phi \mathbf{R}_\omega \Phi^H \mathbf{F} - \lambda \boldsymbol{\theta}_i = 0$, 解得使滤波器输出能量最小化的加权向量为:

$$\mathbf{F}_{i,opt} = \lambda (\Phi \mathbf{R}_\omega \Phi^H)^{-1} \boldsymbol{\theta}_i \quad (11)$$

将式(11)代入约束条件, 可得:

$$\lambda = \frac{1}{\boldsymbol{\theta}_i^H (\Phi \mathbf{R}_\omega \Phi^H)^{-1} \boldsymbol{\theta}_i} \quad (12)$$

而拉格朗日乘子是一个实数, 将其代入上式, 可得:

$$\mathbf{F}_{i,opt} = \lambda (\Phi \mathbf{R}_\omega \Phi^H)^{-1} \boldsymbol{\theta}_i = \frac{(\Phi \mathbf{R}_\omega \Phi^H)^{-1} \boldsymbol{\theta}_i}{\boldsymbol{\theta}_i^H (\Phi \mathbf{R}_\omega \Phi^H)^{-1} \boldsymbol{\theta}_i} \quad (13)$$

则在约束条件下压缩域投影滤波器最小均值输出能量为:

$$E\{\langle \mathbf{F}_{i,opt}, \mathbf{y} \rangle^2\} = E\{|\mathbf{F}_{i,opt}^H \mathbf{y}|^2\} = (\boldsymbol{\theta}_i^H (\Phi \mathbf{R}_\omega \Phi^H)^{-1} \boldsymbol{\theta}_i)^{-1} \quad (14)$$

通过上面的推导, 获得了压缩测量值 \mathbf{y} 在压缩测量矩阵向量各列上的压缩域投影值 $o_i (i = 1, 2, \dots, N)$ 。

3) 将滤波结果进行噪声联合检测。对投影值 $o_i (i = 1, 2, \dots, N)$ 逐个进行比较, 得到最小值 $g_j = \min(1, 2, \dots, N)$, 并将其位置信息记为 $\mathbf{I} = \{\mathbf{I}, j\}$ 。

4) 当记录的位置信息 \mathbf{I} 的长度为 $L = N - M$ 时, 将该位置信息作为选择性测量因子反馈至选择性测量模块, 否则返回步骤 3), 若满足条件继续步骤 5)。

5) 前端的选择性测量模块根据选择性测量因子反馈的位置信息将相对应的列置零, 调整后的测量矩阵只对 SAR

目标回波信号子空间进行选择测量。

6) 对选择性测量后的数据进行重构。利用现有的 CS 重构算法完成选择性测量后低维测量值的重构, 对每条距离向进行相同操作后得到 SAR 点目标的一维距离像。

5 仿真实验

假设 SAR 成像场景大小为 $400 \text{ m} \times 300 \text{ m}$, 场景中有 5 个点目标。对 SAR 实施带宽为 120 M 的宽带压制干扰。仿真中正侧视机载 SAR 的中心频率为 3 GHz, 其具体参数如表 1 所示。定义压缩率 $M = \text{实际采样点数} / \text{奈奎斯特采样点数}$, 仿真中设 $M = 1/2$ 。

表 1 正侧视 SAR 数据参数

载频	3 GHz
脉宽	2 μs
带宽	100 MHz
采样频率	149 MHz
脉冲重复频率	125 MHz
成像时间	1.4 s

当回波中存在 $JSR = 22 \text{ dB}$ 的噪声调频干扰时, SAR 成像质量严重下降, 如图 3 所示。

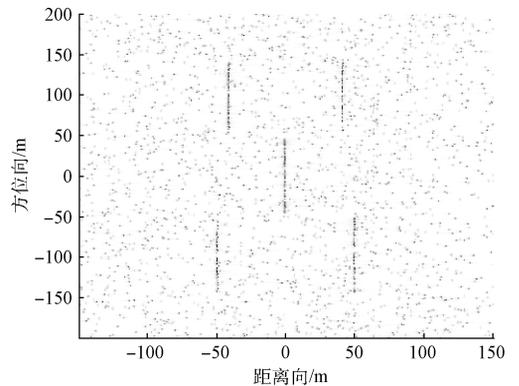


图 3 JSR = 22 dB 时, 基于 CS 的 SAR 成像结果

利用本文提出的方法, 经选择性测量后, 能够有效抑制干扰的影响, 提高成像质量, 如图 4 所示。

下面用干扰抑制比和信号失真度两个指标对基于本文方法的 SAR 抗干扰性能做定量评估。

干扰抑制比:

$$\gamma = 10 \lg \left[\frac{\sum_n |x(n)|^2}{\sum_n |\hat{x}(n)|^2} \right] \quad (15)$$

式中: $x(n)$ 为受干扰的信号, $\hat{x}(n)$ 为干扰抑制后的信号。它表示干扰被抑制的程度。

信号失真度:

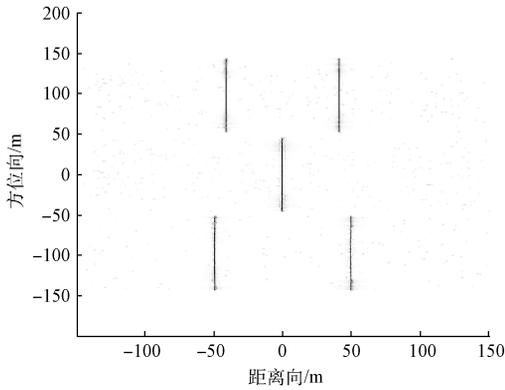


图4 JSR=22 dB时,干扰抑制后基于CS的SAR成像结果

$$\mu = 10 \lg \left(\frac{\sum_n |x_0(n) - \hat{x}(n)|^2}{\sum_n |x_0(n)|^2} \right) \quad (16)$$

式中: $x_0(n)$ 为未受干扰的信号。它体现有用信号损失的程度。仿真结果如图5所示。

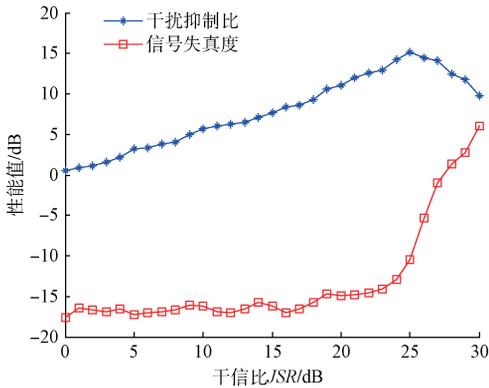


图5 干扰抑制性能曲线

由图5可知,当JSR<25 dB时,随着干信比的增加,干扰抑制比逐渐增大,信号失真度保持在较低水平,对干扰有较好的抑制效果。当JSR>25 dB时,干扰抑制比迅速减小,且信号失真度迅速增大,对干扰的抑制效果变差,并且当JSR=27 dB时,信号失真度已经接近0 dB。这之所以是一个骤变过程,是因为宽带噪声干扰在回波信号字典上的能量幅值一旦超过信号,干扰联合检测算法就无法确定干扰的位置信息,前端的选择性测量过程就会失效,导致对干扰和信号随机压缩测量,噪声折叠效应无法消除。

6 结论

本文首先分析了现有CS SAR成像中抗干扰方法存在的不足,在借鉴奈奎斯特带通采样模型中抗混叠滤波器的思想的基础上,设计了一种基于选择性测量的自适应压缩感知结构;通过压缩域投影滤波并结合噪声联合检测,获得选择性测量因子,自适应感知信号子空间,仿真验证了该方

法的有效性,对CS SAR成像中抑制宽带压制干扰具有重要意义。但该方法还存在压缩域投影滤波过程中求逆运算量大和如何进一步选择性测量个数等问题,在下一步研究中需要进一步解决。

参考文献

- [1] 盖旭刚,陈晋汶,韩俊,等. 合成孔径雷达的现状与发展趋势[J]. 飞航导弹, 2011(3): 82-86.
- [2] 张义军. 合成孔径雷达(SAR)在民用领域的新发展[J]. 数字技术与应用, 2014(10): 86-88.
- [3] 陈艺天,李斌兵. 合成孔径雷达的主要发展方向和军事应用[J]. 科技信息, 2011(33): 52-54.
- [4] 王康,叶伟,劳国超,等. 一种基于压缩感知的宽带SAR信号侦察方法[J]. 国外电子测量技术, 2014, 33(4): 40-43.
- [5] 戴琼海,付长军,季向阳. 压缩感知研究[J]. 计算机学报, 2011, 34(3): 425-434.
- [6] 焦李成,杨淑媛,刘芳,等. 压缩感知回顾与展望[J]. 电子学报, 2011(7): 1651-1662.
- [7] 查正兴,鲁昌华,陶志颖,等. 增强型Shearlet域SAR图像去噪[J]. 电子测量与仪器学报, 2014, 28(6): 644-649.
- [8] 史洪印,赵悦欣. 基于CS的SAR旋转微动目标检测方法研究[J]. 仪器仪表学报, 2015, 36(6): 1342-1349.
- [9] 陈小利. 合成孔径雷达成像研究[D]. 南京:南京大学, 2015.
- [10] 康荣宗,田鹏武,于宏毅. 一种基于选择性测量的自适应压缩感知方法[J]. 物理学报, 2014, 63(20): 143-150.
- [11] 文方青,张弓,陶宇,等. 面向低信噪比的自适应压缩感知方法[J]. 物理学报, 2015, 64(8): 84301.
- [12] LIN Y, HUIFANG Z, JIN F, et al. Detection and suppression of narrow band RFI for synthetic aperture radar imaging[J]. Chinese Journal of Aeronautics, 2015, 28(4): 1189-1198.
- [13] ZHU J, WANG J. An improved method of multi-narrowband interference suppression[C]. Proceedings of 2011 IEEE International Conference on Information Theory and Information Security, 2011.
- [14] 张军. 基于稀疏表示的射频干扰抑制技术研究[D]. 长沙:国防科学技术大学, 2012.
- [15] 余付平,冯有前,高大化,等. 基于稀疏分解的雷达信号抗噪声干扰方法研究[J]. 系统工程与电子技术, 2011(08): 1765-1769.
- [16] 邵文泽,韦志辉. 压缩感知基本理论:回顾与展望[J]. 中国图象图形学报, 2012, 17(1):1-12.

(下转第172页)