

UWB-SAR 抑制 RFI 的 ML 参数估计方法¹

黄晓涛 梁甸农 匡纲要

(国防科技大学电子工程学院 长沙 410073)

摘 要 有效的射频干扰 (RFI) 抑制技术是超宽带合成孔径雷达 (UWB-SAR) 成像质量的重要保证。基于多正弦波模型的迭代最大似然 (ML) 法能够在很大程度上抑制 RFI。然而, 这种方法存在局部最小及相近频率分辨问题。本文利用特征结构分析求解初始频率估计, 较好地解决了上述问题。同时, 对 RFI 谱峰中正弦信号个数的二元假设使算法得到简化。理论分析和仿真实验均表明本文算法的良好性能。

关键词 射频干扰 (RFI), 超宽带合成孔径雷达 (UWB-SAR), 正弦参数估计, 特征结构分析, 最大似然 (ML)

中图分类号 TN958, TN957.7

1 引 言

对于工作在 VHF/UHF 频段的超宽带合成孔径雷达 (UWB-SAR), 大量无线电通信信号会进入雷达接收机, 构成射频干扰 (RFI)。由于 UWB-SAR 的发射信号带宽一般高达数百兆赫, 电视、广播及移动电话等 RFI 信号将有一部分落入目标回波频率范围内。通常, RFI 的功率很高, 在接收机中, 其电平高于目标回波数十分贝, 这使得 UWB-SAR 的最终成像质量受到严重影响。针对这一问题, 研究人员已相继提出几种抑制 RFI 的方法^[1,2]。归纳起来, 它们可以分为非参数化方法和参数化方法两大类。非参数化方法目前仅限于频域陷波法, 虽然其计算十分简单, 但目标回波的谱分量有较大的损失; 参数化方法由于能够克服非参数化方法的不足而得到了更多的重视, 多正弦波模型和 ARMA 模型是这类方法的两大主要基础^[4]。本文研究的方法即是基于多正弦波模型的参数化方法。

以多正弦波作为 RFI 的模型需要满足以下两个条件:

- (1) RFI 为大量窄带信号的叠加;
- (2) 在短时间内, 各窄带信号可看作常幅度、恒定频率正弦波的形式。

具体来讲, 由于无线电管理规则的限制, 构成 RFI 的电视、广播及移动电话等发射信号的带宽被严格控制于很窄的范围内, 并被安排在 VHF/UHF 频段的不同位置, 它们与雷达目标回波带宽相比很窄。因此, 条件 (1) 是符合实际的。

图 1 为我们录取的 RFI 信号的频谱 (主要由电视射频信号构成), 采样频率为 2GHz, 从图中可见, 100MHz 至 500MHz 范围内含有大量强的窄带成分。

RFI 绝大多数是调制信号。对于线性调频 (LFM) 体制 UWB-SAR, 其距离向回波可达数十微秒, 在这段时间内, 一些 RFI 信号的调制现象是明显的。然而, 若考虑更短的观测时间, 则可认为调制信号近似为恒定值, 这样, 在条件 (1) 的基础上, RFI 可进一步简化为常幅度、不同频率正弦波之和。于是, 在短时间前提下, 条件 (2) 也是符合实际的。

从上述两点出发, 抑制 RFI 可如下进行: 当接收到一个距离向回波时, 首先将其分为短的时间段, 然后分别基于每段短观测数据, 利用多正弦波作为 RFI 的模型得到该段 RFI 的估计, 进而从该段接收信号中减去相应的 RFI 的估计, 最后合成各段的处理结果。在上述前提下, Ulug 给出了一种抑制 RFI 的迭代最大似然 (ML) 法^[3], 其初始估计借助 FFT

¹ 1998-09-02 收到, 1999-05-06 定稿

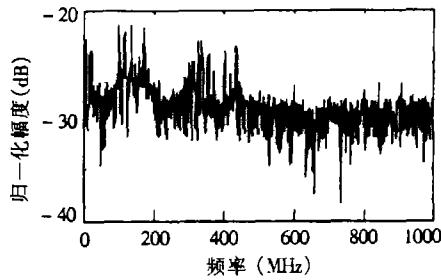


图1 RFI信号频谱(0-1GHz)

的结果进行计算。然而,这种方法存在两个缺陷:一是频率估计偏差较大;二是频率分辨率较低。本文提出的方法能够较好地解决上述两个问题:基于特征结构分析的频率估计提供了良好的初始估计值,从而增大了 ML 法收敛于全局最小的概率;另外,其固有的高分辨力使傅氏分析无法分辨的相近频率被区分开来,增强了抑制 RFI 的效果。

本文的主要内容如下:首先给出了文中提出的基于特征结构分析的 ML 正弦参数估计算法;接着具体阐述了算法应用于 RFI 抑制时的问题和相应的解决途径,并给出了处理流程;然后利用仿真和实验数据对算法性能进行了评估;最后总结了本文的主要研究工作。

2 基于特征结构分析的 ML 正弦参数估计 (EAMLE)

考虑如下的多个正弦信号:

$$x(t) = \sum_{i=1}^m \alpha_i \sin(\omega_i t + \phi_i), \quad t = 0, 1, \dots, N-1 \quad (1)$$

其中 α_i, ϕ_i 为实数, $\omega_i \in (0, \pi)$ 且 $\omega_i \neq \omega_j (i \neq j)$, m 为已知正弦信号个数。设观测为

$$y(t) = x(t) + w(t), \quad t = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2)$$

这里 $w(t)$ 为独立同分布高斯随机序列,均值为 0,方差为 σ^2 。估计问题的实质即由 $y(t)$ 计算 $\theta = [\alpha_1, \dots, \alpha_m, \phi_1, \dots, \phi_m, \omega_1, \dots, \omega_m]^T$ 的估计 $\hat{\theta}$, 其中 T 表示转置, $\hat{\cdot}$ 表示估计。

直接求解 $\hat{\theta}$ 是一非线性最小二乘问题, ML 法存在多维搜索困难。通常,这一问题可借助迭代优化来解决,其做法分为两步:首先,设法得到 θ 的一个较好的初始估计值 $\hat{\theta}^0$; 然后,基于 $\hat{\theta}^0$, 利用迭代法最小化误差能量函数直至收敛,并最终给出 ML 估计 $\hat{\theta}^{ML}$ 。

2.1 基于特征结构分析的初始估计

对初始估计而言,首要问题是得到精确的频率估计。P. Stoica^[4]给出了一种超定 Yule-Walker 方程加周期图修正的初始频率估计方法,但其中的一个重要条件是各频率要满足:

$$\inf_{i \neq j} |\omega_i - \omega_j| > 2\pi/N \quad (3)$$

同样, Ulug^[3]的 FFT 法的分辨力也无法优于 $2\pi/N$ 。基于特征结构分析的方法能较好地分辨相近频率^[5-7], 其通常具有小于 $2\pi/N$ 的标准差,而误差能量函数谷宽一般介于 $2\pi/N$ 与 $4\pi/N$ 之间^[4], 因此,这类估计能更可靠地保证迭代 ML 法收敛于全局最小点。

得到频率估计 $\hat{\omega}_i (i = 1, \dots, m)$ 后,幅度和相位估计即可通过线性最小二乘方法计算。

2.2 迭代 ML 法

正弦参数 θ 的 ML 估计通常是通过最小化如下误差能量函数来求解^[8]:

$$LF(\theta) = \sum_{t=0}^{N-1} e^2(t, \theta) \quad (4)$$

这里 $e(t, \theta) = y(t) - \sum_{i=1}^m \alpha_i \sin(\omega_i t + \phi_i)$, 式中各量定义如前。

给定一初始估计 $\hat{\theta}^0$, 通常可用高斯-牛顿算法或其它迭代优化方法计算 θ 的 ML 估计 $\hat{\theta}^{ML}$ 。

至此, 可以将 EAMLE 算法归纳如下:

- (1) 基于观测值, 利用 MUSIC 或 ESPRIT 给出频率的初始估计;
- (2) 在频率已知的条件下, 利用线性最小二乘估计给出幅度和相位的初始估计;
- (3) 以 (1), (2) 的结果作为 θ 的初始值 $\hat{\theta}^0$, 通过迭代计算直至收敛并给出 $\hat{\theta}^{ML}$ 。

3 EAMLE 应用于 RFI 抑制

设 UWB-SAR 目标回波为 $s(t)(t = 0, 1, \dots, N-1)$, 则考虑到 RFI 后的接收信号可写为

$$z(t) = s(t) + \text{rfi}(t) + n(t) \quad (5)$$

其中 $\text{rfi}(t)$ 为 RFI 信号, $n(t)$ 为等效热噪声。

假定 UWB-SAR 是线性调频信号体制, 由于 $s(t)$ 带宽很宽且时域幅度相对于 RFI 很小, 可以把 $s(t)$ 和 $n(t)$ 等效为另一高斯噪声序列 $w(t)$, (5) 式可写为

$$z(t) = \text{rfi}(t) + w(t) \quad (6)$$

如果 $\text{rfi}(t)$ 满足 (1) 式的模型, 则 (6) 式与 (2) 式完全相同。于是可以通过第 2 节的算法得到 $\text{rfi}(t)$ 的估计, 然后从 $z(t)$ 中将其减去, 这就是 RFI 抑制的估计-相减类算法。

在实际环境中, RFI 源数目很多, 如果直接运用第 2 节的算法, 则需要同时估计的频率个数将有数十个甚至上百个, 造成初始频率估计和迭代计算过程运算量巨大。为此, 本文提出频域窄带分段处理方法, 它有两方面的好处: 一是每段包含的频率个数大大降低; 二是各段可并行计算。每段信号谱峰中的频率个数则利用假设检验方法判定。

3.1 频域窄带分段处理

从接收信号 $z(t)$ 的幅度谱中找出 P 个最强谱峰对应的频率 $\omega_i (i = 1, \dots, P)$, 用一组窄带滤波器分别取出对应的带通信号 $z_i(t)$, 并作为第 2 节中算法的观测 $y(t)$ 进行估计。

从 $z(t)$ 中减去 $\text{rfi}(t)$ 的估计后, 再运用傅氏变换, 则可发现相对强度较小的谱峰。重复上述过程可进一步将其去除。经过若干次反复后, 不同强度的 RFI 便能基本上得到抑制。

3.2 段内频率个数的判定

经频域窄带分段处理后, 每段只含单峰谱, 但峰内可能包括多个频率相近信号。RFI 的实测结果表明: VHF/UHF 频段电视信号在 RFI 中几乎占主导地位, 并具有较强的载波分量, 其中, 同一路电视信号的图像载频与伴音载频相距 6.5MHz, 而对相邻两路电视信号, 低频一路的伴音载频与高频一路的图像载频相距仅 1.5MHz。因此, 当被考虑的数据长度较小时, 傅氏分析法将不能分辨后一频率差, 此时, 两路载频将合成为单一谱峰。

如果窄带滤波后的 $z_i(t)$ 只含少数几个频率的信号, 则可用假设检验的方法判定频率的个数。例如, 对包含两个频率以下的情况, 可以建立以下的二元假设检验问题:

$$\left. \begin{aligned} H_0: & \text{单峰内包含一个频率} \\ H_1: & \text{单峰内包含两个频率} \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

在 H_0, H_1 下均用特征结构分析估计初始频率, 并分别计算对应的误差能量函数。假设检验的判决准则可写为

$$\left. \begin{aligned} LF(\hat{\theta}_0^{ML}) \leq LF(\hat{\theta}_1^{ML}) &\Rightarrow H_0 \\ LF(\hat{\theta}_0^{ML}) > LF(\hat{\theta}_1^{ML}) &\Rightarrow H_1 \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

其中 $\hat{\theta}_0^{ML}$ 和 $\hat{\theta}_1^{ML}$ 分别为 H_0 和 H_1 下的迭代 ML 估计结果。判决结果对应的参数估计直接作为 $z_i(t)$ 对应的最终参数估计值。

最后, 本节中的 RFI 抑制算法可以归纳如下:

- (1) 计算对应于接收信号频谱最大 P 个谱峰的频域窄带分段输出 $z_i(t) (i = 1, \dots, P)$;
- (2) 对每一 $z_i(t)$, 分别计算 (7) 式两种假设下的 ML 参数估计 $\hat{\theta}_0^{ML}$ 和 $\hat{\theta}_1^{ML}$;
- (3) 分别计算误差能量函数, 并依照 (8) 式的检验准则判断 H_0 或 H_1 的成立, 其对应的参数估计值作为最终的估计结果;
- (4) 由各段的估计结果合成 RFI 的估计, 并从接收信号中将其减去;
- (5) 重复 (1) 至 (4) 直到对消的谱峰数达到预定值 M 。

4 仿真及算法性能评估

本节主要从两个角度进行了仿真: 一是利用仿真数据检验了 EAMLE 的性能; 一是通过实测数据研究了 EAMLE 抑制 RFI 的有效性。

4.1 仿真数据

考虑由 (2) 式给出的信号, 其参数设置如下:

$$\left. \begin{aligned} \alpha_1 = 1.0, \quad \omega_1 = 0.101 \times 2\pi, \quad \phi_1 = 1.0, \\ \alpha_2 = 1.0, \quad \omega_2 = 0.1 \times 2\pi, \quad \phi_2 = 0.0, \end{aligned} \right\} m = 2, \quad N = 512 \quad (9)$$

仿真中选取信噪比 SNR 从 10dB 变化至 40dB, 步进为 5dB(SNR 分别针对每一信号定义, 例如, $\text{SNR} = \alpha_1^2 / 2\sigma^2$)。对每一给定的 SNR, 完成 50 次独立实验。评价算法性能的指标为平均误差平方和 (ASSE), 即从观测信号中减去对信号的估计后得到的平均剩余能量:

$$\text{ASSE} = \frac{1}{50} \sum_{j=1}^{50} \left[\frac{1}{N} \sum_{t=0}^{N-1} (y_j(t) - \hat{x}_j(t))^2 \right] \quad (10)$$

上式中的 $y_j(t)$ 和 $\hat{x}_j(t)$ 分别表示第 j 次实现的 $y(t)$ 和 $\hat{x}(t)$ ($x(t)$ 的估计)。

实验中分别计算了基于 FFT 的 ML 法 (FFTMLE) 和本文的 EAMLE 在不同 SNR 下的 ASSE, 图 2 给出了结果, 实线为噪声方差曲线, “•” 对应 EAMLE, “+” 对应 FFTMLE。SNR 较低时, 两种算法效果几乎相同; SNR 较高时, 由于 FFTMLE 只能给出一个频率估计而使得 ASSE 基本不变, 但 EAMLE 由于更易得到正确频率, 其 ASSE 离噪声方差更近。

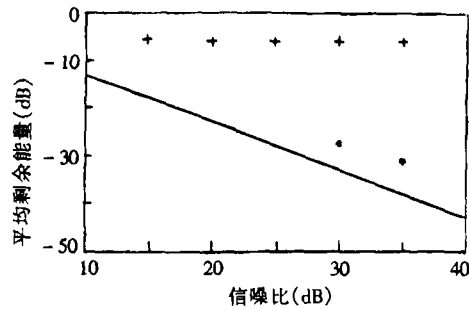


图2 平均剩余能量与信噪比的关系

从图中还可看到, EAMLE 在 SNR 高于 30dB 后效果较好, 这一门限比 P.Stoica^[4] 给出的高出约 10dB, 但文献 [4] 中假定两个正弦信号的频率相距足够远, 而本文的频率间隔基本上在 FFT 的分辨门限附近, 因此上述结果是合理的。

4.2 实测数据

为检验本文提出的 EAMLE 的实际性能, 我们采用录取的 RFI 信号, 并用仿真的 LFM 信号作为目标回波。实验具体参数选取如下:

- (1) 数据点数 $N=512$, 以保证 EAMLE 应用于 RFI 抑制时信号模型的正确性;
- (2) 对 RFI, 取 5 段数据作为 5 次实现; 对 LFM 信号, 取带宽为 $B=0.15$ (归一化);
- (3) 合适地选取 RFI 和 LFM 信号的功率, 使信干比 SIR 为 -30dB , 信噪比 SNR 为 0dB ,

$$\text{SIR} = \frac{\sum_{t=0}^{N-1} s^2(t)}{\sum_{t=0}^{N-1} \text{rfi}^2(t)}, \quad \text{SNR} = \frac{\sum_{t=0}^{N-1} s^2(t)}{\sum_{t=0}^{N-1} n^2(t)} \quad (11)$$

式中 $s(t)$, $\text{rfi}(t)$ 和 $n(t)$ 定义如前。

- (4) 定义 RFI 能量抑制比 ESR 为:

$$\text{ESR} = \frac{1}{5} \sum_{j=1}^5 \left\{ \frac{\sum_{t=0}^{N-1} z_j^2(t)}{\sum_{t=0}^{N-1} [z_j(t) - \hat{\text{rfi}}_j(t)]^2} \right\} \quad (12)$$

其中下标 j 代表第 j 次实现, $z(t)$ 由 (5) 式定义, $\hat{\text{rfi}}(t)$ 为 (5) 式中 $\text{rfi}(t)$ 的估计。

图 3 给出了 ESR(dB 值) 与对消谱峰个数的关系, “•” 对应 EAMLE, “+” 对应 FFTMLE。频域分段处理保证了足够的信噪比 (这里的信号对应于 RFI, 噪声对应于 LFM 信号和高斯噪声)。平均而言, EAMLE 要优于 FFTMLE 约 5dB, 这意味着: 在给定个数的谱峰中, EAMLE 较 FFTMLE 更易得到准确的频率分布。此外, 当对消谱峰数较多时 (图 3 中大于 80), EAMLE 具有更大的性能优势, 这也预示着在较弱的谱峰中存在非单一频率的可能性更大。

LFM 信号的脉冲压缩性能经谱峰对消得到了明显的改善。对消前, 从脉冲压缩结果无法找出主瓣 (图 4(a)), 经 RFI 抑制后, 脉冲压缩的各项指标如表 1。(对消谱峰个数取为 48)。

从表 1 可知, 主瓣宽度在实验中没有差别。当 RFI 使主瓣不可见时, EAMLE 有 -10.3dB 的副瓣, 比 FFTMLE 好 2dB 。同时, 由于其对消了更多谱峰也使 LFM 信号略有变化, 这

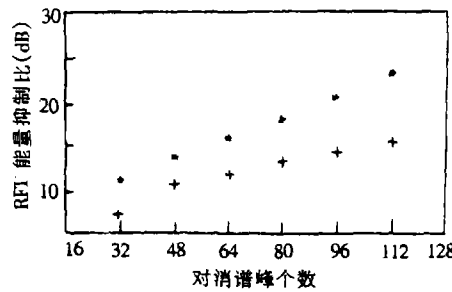
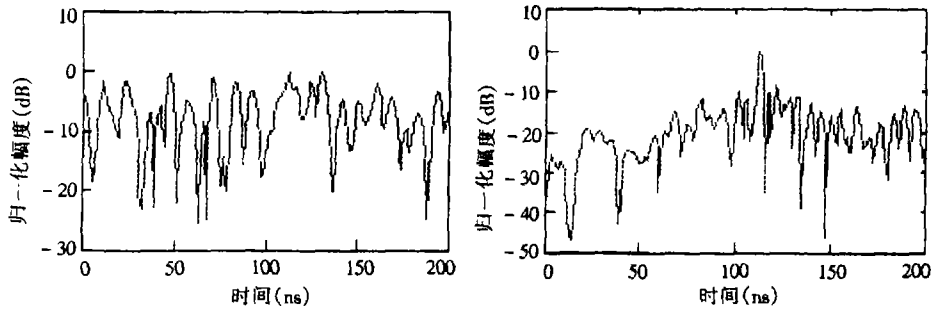


图 3 RFI 能量抑制比与对消谱峰个数的关系



(a) 未抑制 RFI (b) 抑制 RFI 后

图 4 EAMLE 对 LFM 信号脉冲压缩的改善

表 1 FFTMLE 和 EAMLE 对应的脉冲压缩输出性能指标

	主瓣绝对高度	主瓣宽度	副瓣相对电平 (dB)
理想情况 (无加权)	412	7	-13.46
FFTMLE	413	7	-8.3
EAMLE	397	7	-10.3

是两种方法均无法回避的问题。因此，对消谱峰数的增加是有条件的，实际中要综合考虑其与目标回波损失之间的关系，进行折衷处理。图 4(b) 描述了 EAMLE 对脉冲压缩的改善。

最后，研究了 EAMLE 对线性调频体制 UWB-SAR 成像质量的改善。图像大小为方位向 55 点，距离向 646 点，成像区域有两个点目标，成像算法采用 ω - k 算法，接收信号由录取的 RFI 加理想回波信号合成，信干比取为 -30dB，对消谱峰数取为 48。图像质量评价指标定义为二维信干比 SIR_{2D} ：

$$SIR_{2D} = \frac{\sum_{i=1}^{N_r} \sum_{j=1}^{N_a} s_0^2(i, j)}{\sum_{i=1}^{N_r} \sum_{j=1}^{N_a} [s_p(i, j) - s_0(i, j)]^2} \quad (13)$$

其中 N_r 为图像距离向点数， N_a 为图像方位向点数， $s_0(i, j)$ 为原始图像信号， $s_p(i, j)$ 为待求 SIR_{2D} 的图像信号。表 2 给出了应用 FFTMLE 和 EAMLE 后 SIR_{2D} 的改善情况。

图 5(a)、5(b) 分别为理想和受到 RFI 干扰后的两个点目标图像，在图 5(b) 中已无法看到目标。经 FFTMLE 和 EAMLE 处理后的图像分别如图 6(a)、6(b) 所示，两个点目标均很明显。从表 2 可知，在上述实验条件下，EAMLE 比 FFTMLE 有约 2.2dB 的 SIR_{2D} 改善。

表 2 FFTMLE 和 EAMLE 对图像的改善

	原始图像	未抑制 RFI	EAMLE	FFTMLE
SIR_{2D} (dB)	$+\infty$	-57.0575	-11.4920	-13.7035

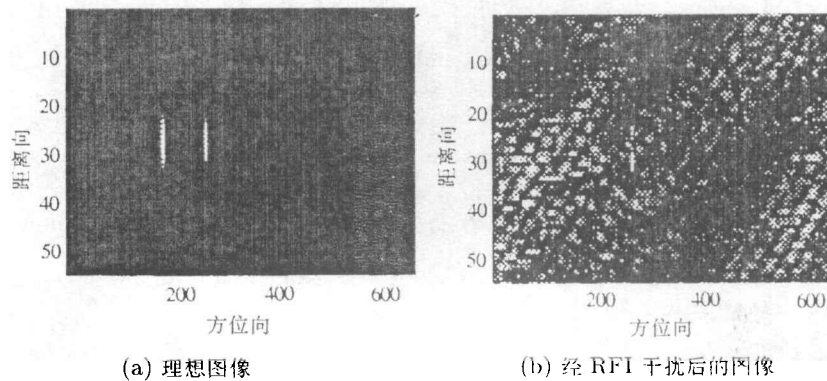


图 5 理想和受到 RFI 干扰后的两个点目标图像

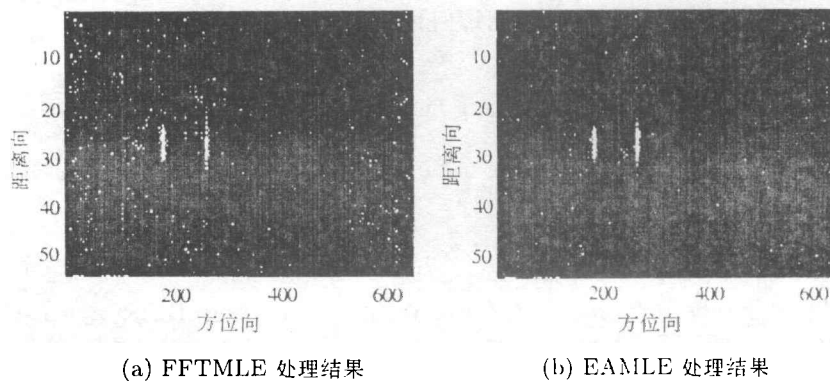


图 6 FFTMLE 和 EAMLE 对图像质量的改善

5 结 论

本文首先从多正弦波信号参数估计的 ML 法出发, 分析了初始估计对其迭代实现的影响, 进而提出了基于特征结构分析的 ML 参数估计算法, 较好地解决了局部最小和相近频率分辨的问题。然后, 首次将这一方法应用于 UWB-SAR 抑制 RFI 技术中, 并针对 RFI 问题的特点, 提出了频域窄带分段处理和段内频率个数二元假设检验相结合的实现途径。最后, 通过计算机仿真和对实测 RFI 数据的处理及分析表明, 本文提出的算法能有效地抑制 RFI, 而且其性能优于基于 FFT 的 ML 方法。由于算法包含特征分解和迭代优化过程, 其实时实现受到一定的限制, 此外, 以提高 RFI 抑制质量和速度为目的的算法设计参数优化问题亦值得进一步研究。

参 考 文 献

- [1] M. Braunstein, J. Ralson, D. Sparrow, Signal processing approaches to Radio Frequency Interference (RFI) suppression, Algorithm for synthetic aperture radar imagery, D. A. Giglio(Ed.), SPIE Vol.2230, Orlando, FL, April 1994, 190-207.

- [2] A. D. Giglio (Ed.), Algorithm for Synthetic Aperture Radar Imagery II, SPIE Vol. 2487, Orlando, FL, April 1995, 71-129.
- [3] B. Ulug, An algorithm for sinusoidal interference reduction using iterative maximum likelihood estimation techniques, Master's Thesis, Ohio State University, March 1992.
- [4] P. Stoica, R. L. Moses, B. Friedlander, T. Stoderstrom, Maximum likelihood estimation of the parameters of multiple sinusoids from noisy measurements. *IEEE Trans. on ASSP*, 1989, 37(3), 378-392.
- [5] R. O. Schmidt, Multiple emitter location and signal parameter estimation, *IEEE Trans. on AP*, 1986, 34(3), 276-280.
- [6] R. Roy, A. Paulraj, T. Kailath, ESPRIT — A subspace rotation approach to estimation of parameters of sinusoids in noise. *IEEE Trans. on ASSP*, 1986, 34(4), 1340-1342.
- [7] P. Stoica, B. Friedlander, T. Stoderstrom, On the accuracy of high-order Yule-Walker estimates of frequencies of multiple sinusoids, In Proc. 1986 Intl. Conf. ASSP, Tokyo, Japan, April 1986, 609-612.
- [8] D. C. Rife, R. R. Boorstyn, Multiple tone parameter estimation from discrete-time observation, *Bell Syst. Tech. J.*, 1976, 55(9), 1389-1410.

RFI SUPPRESSION IN UWB-SAR USING ML PARAMETER ESTIMATION

Huang Xiaotao Liang Diannong Kuang Gangyao

(Inst. of Electron. Eng., National University of Defence Technology, Changsha 410073, China)

Abstract Radio Frequency Interference (RFI) plays an important role on the quality of Ultra-Wide Band Synthetic Aperture Radar (UWB-SAR) imaging. Being modeled as sinusoidal signals, the RFI can be greatly suppressed by the method of iterative Maximum Likelihood (ML) estimation. However, the problems of local minimum and separation of close frequencies exist. In this paper, the difficulty is considerably reduced by the use of eigenstructure analysis to give a better initial frequency estimation. The algorithm is further simplified using a binary hypothesis test on the number of sinusoidal signals in one spectral peak. The excellent performance of the algorithm is demonstrated by experiments on simulated and real RFI data.

Key words Radio Frequency Interference (RFI), Ultra-Wide Band Synthetic Aperture Radar (UWB-SAR), Sinusoidal parameter estimation, Eigenstructure analysis, Maximum likelihood

黄晓涛: 男, 1972年生, 博士, 现从事超宽带合成孔径雷达信号处理、干扰抑制的研究工作。

梁甸农: 男, 1936年生, 博士生导师, 现从事超宽带合成孔径雷达的研究工作。

匡纲要: 男, 1966年生, 副教授, 现从事超宽带合成孔径雷达目标检测和信号设计的研究工作。