

VHF/UHF UWB SAR 基于通道均衡的 RFI 抑制方法

董臻 梁甸农 黄晓涛

(国防科技大学电子科学与工程学院 长沙 410073)

摘要: 对工作于甚高频/超高频(VHF/UHF)波段的超宽带合成孔径雷达(UWB SAR), 射频干扰(RFI)会严重恶化图像质量。该文提出了一种基于通道均衡的 RFI 抑制方法, 它能有效地抑制雷达接收信号中的 RFI 分量, 同时保持图像质量。实际的处理结果证实了该算法的有效性。

关键词: 射频干扰(RFI)抑制; 通道均衡; 甚高频/超高频(VHF/UHF); 超宽带合成孔径雷达(UWB SAR)

中图分类号: TN957.52

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2008)03-0550-04

A RFI Suppression Algorithm Based on Channel Equalization for the VHF/UHF UWB SAR

Dong Zhen Liang Dian-nong Huang Xiao-tao

(School of Electronic Science and Engineering, NUDT, Changsha 410073, China)

Abstract: For Very High Frequency/Ultra High Frequency(VHF/UHF) Ultra-WideBand Synthetic Aperture Radar (UWB SAR) the Radio Frequency Interference(RFI) may degrade the SAR image. In this paper a method based on channel equalization is proposed to remove the RFI yet preserve SAR image quality. The effectiveness of the method is also verified with the real data from an airborne VHF/UHF UWB SAR.

Key words: Radio Frequency Interference(RFI) suppression; Channel equalization; Very High Frequency/Ultra High Frequency(VHF/UHF); Ultra-WideBand Synthetic Aperture Radar(UWB SAR)

1 引言

工作于 VHF/UHF 波段的 UWB SAR 具有对叶簇、地表覆盖的隐蔽目标成像探测能力。为了达到高分辨率, 其发射信号带宽一般可达数百兆赫兹, 所以分布于该波段的无线广播、电视和通信信号会与雷达发射信号的地物反射波一起进入雷达接收机, 构成射频(RFI)分量。研究表明, 强 RFI 的存在会严重降低 SAR 图像的质量^[1-5], 主要表现为图像对比度降低, 从而影响了 SAR 对弱目标如隐蔽目标的探测能力。为此需要对 RFI 干扰进行有效抑制, 提高信号/干扰比。RFI 可以分为两类: (1)频段和带宽固定的无线广播、电视信号。(2)在指定频段内随机跳变的 GSM 手机信号。

在机载 UWB SAR 的工作高度上(>400m), GSM 手机信号非常微弱, 雷达回波信号在 SAR 成像处理中获得的增益就可以在 SAR 图像中充分抑制这一类 RFI 的影响。而无线广播、电视信号的发射功率很大, 对位于载机飞行高度的 UWB SAR 仍然能产生严重影响, 是机载 UWB SAR 中 RFI 抑制的主要对象。

目前, 低频 UWB 雷达中的 RFI 抑制处理可以分为频域处理^[1-4]和时域处理^[5]两类: (1)频域处理根据雷达回波与 RFI 的频谱特点将 RFI 抑制问题归结为噪声(雷达回波谱)中的正弦信号(RFI 谱)估计问题, 其研究主要集中于理论上比较丰富的自适应线性滤波方法。这种思路可追溯到扩频通信

领域中的 RFI 抑制问题, 例如文献[6]给出了在扩频通信系统中利用连续时间 Hopfield 神经网络的二次优化计算能力求解线性滤波器的最佳权系数的方法, 从而实现对 RFI 干扰的自适应跟踪和抑制。文献[3]秉承这一思路并将之应用于 UHF/VHF 波段 UWB SAR 成像处理。但是, 由于该方法要对 SAR 回波的每条距离线数据进行自适应线性滤波以估计 RFI 参数, 运算量过大, 所以不适合应用于实时 SAR 成像。另一种是陷波法, 它根据先验的 RFI 频率信息, 设计相应的带阻滤波器来滤除 RFI 干扰^[4]。但是当外界的环境(如 SAR 工作地点或人为因素)改变导致 RFI 参数发生变化时, 就不得不重新测量 RFI 频率, 所以陷波法在机载 UWB SAR 的实用性也不强。(2)时域处理方法见诸于探地雷达(GPR)中的 RFI 抑制。由于 GPR 能够在轨道上停留, 所以在同一位置上可录取多次回波与 RFI 的混合信号。由于雷达在同样位置上的回波相干, 而 RFI 的相位在脉冲间是随机的, 所以可以通过时域平均或者中值滤波等处理抑制 RFI^[5]。显然机载 SAR 系统不具备 GPR 对雷达位置控制方面的特点, 因此该方法也不适合机载 UWB SAR。

针对这一问题, 本文根据 VHF/UHF 波段 UWB SAR 中 RFI 干扰的特点, 提出了一种基于通道均衡的 RFI 抑制方法。该方法实现简便、性能稳定, 已应用于机载实验的数据处理并取得了良好效果。本文安排如下: 第 2 节讨论了 UWB SAR 接收信号中 RFI 抑制问题的模型, 并根据其特点提出了一种简便的 RFI 频率和振幅的估计算法; 第 3 节提出

了通道均衡法的 RFI 抑制算法;第4节将该方法应用于机载实验的数据处理并给出了实验结果。

2 估计 RFI 的频率和振幅

天线接收信号经过正交解调和 A/D 变换后, UWB SAR 在每个收/发位置上的接收信号(即距离线)具有以下形式:

$$\mathbf{x} = \mathbf{s} + \mathbf{n} + \mathbf{r} \quad (1)$$

其中 $\mathbf{s}, \mathbf{n}, \mathbf{r}$ 分别表示地物回波、雷达系统噪声和 RFI 干扰的采样序列构成的矢量。在雷达接收机频带上, \mathbf{n} 可近似为同分布的零均值复高斯随机过程^[7], 对于大范围均匀陆地场景, 将 \mathbf{s} 近似为白噪声也是被广泛接受的合理假设^[8], \mathbf{n} 和 \mathbf{s} 的功率谱的宽度和形状取决于 SAR 系统频响特性, 所以从本质上讲均为限带随机过程。但为了降低数据率和数据量, SAR 成像时的输入数据 \mathbf{x} 的采样频率一般仅略大于系统带宽(即 \mathbf{n} 和 \mathbf{s} 的功率谱宽度), 所以可近似认为 \mathbf{n} 和 \mathbf{s} 均为白噪声序列(文献[9]称之为限带白噪声)。为方便计将式(1)写为

$$\mathbf{x} = \mathbf{r} + \mathbf{z} \quad (2)$$

其中 $\mathbf{z} = \mathbf{s} + \mathbf{n}$ 。由以上分析知 \mathbf{z} 近似为同分布的高斯白噪声序列, 由于高斯假设, 所以它的任意两个元素样本间又是统计独立的, 即 \mathbf{z} 是独立同分布的高斯白噪声, 假设其平均功率为 σ_0^2 。在 RFI 参数估计问题中, \mathbf{z} 作为噪声, 将会影响估计精度。

将距离线中的 RFI 干扰近似视作复正弦信号, 假设在雷达接收机频带内存在 L 个 RFI 干扰, 则 \mathbf{r} 是这 L 个 RFI 分量的和。假设已获得 M 条距离线 $\{\mathbf{x}_m = \mathbf{r}_m + \mathbf{z}_m : m = 1, 2, \dots, M\}$, 第 m 条距离线 \mathbf{r}_m 具有如下形式:

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{x}_m &= \mathbf{r}_m + \mathbf{z}_m, \quad \mathbf{z}_m = \mathbf{s}_m + \mathbf{n}_m, \quad m = 1, 2, \dots, M \\ \mathbf{r}_m &= \sum_{l=1}^L A_{l,m} \mathbf{e}_l \\ A_{l,m} &= A_{l,m} \exp(j\varphi_{l,m}) \\ \mathbf{e}_l(k) &= \exp[2\pi f_l(k-1)], \quad k = 1, 2, \dots, N \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

式中 $A_{l,m}, \varphi_{l,m}, f_l$ 分别是第 m 条距离线中第 l 个 RFI 分量的振幅、相位和频率, 而 $A_{l,m}$ 表示其复振幅, \mathbf{e}_l 和 $\mathbf{e}_l(k)$ 则分别表示频率为 f_l 的正弦矢量及其第 k 个元素。注意, 式(3)对 RFI 做了两点假设: (1) RFI 的和频率参数 f_l 在估计时间段内不随慢时间 m 变化; (2) RFI 的相位 $\varphi_{l,m}$ 是随慢时刻 m 变化的。同时, 本文还做第三点假设: (3) RFI 频率占据的频带能被明显分开。这三个假设在实验过程中被证明是近似成立的, 它们, 尤其假设(1), 构成了本文算法的重要前提。

下面考虑 RFI 的频率参数 $\{f_l : l = 1, 2, \dots, L\}$ 的最大似然估计 (MLE)。为使各次的噪声观测矢量样本 $\mathbf{z}_m = \mathbf{x}_m - \mathbf{r}_m, m = 1, 2, \dots, M$ 的联合概率密度:

$$p(\mathbf{x}_1 - \mathbf{r}_1, \mathbf{x}_2 - \mathbf{r}_2, \dots, \mathbf{x}_M - \mathbf{r}_M) = \frac{1}{\pi^{NM} \sigma_0^{2M}} \exp \left\{ -\frac{1}{\sigma_0^2} \sum_{m=1}^M \left[\left(\mathbf{x}_m - \sum_{l=1}^L A_{l,m} \mathbf{e}_l \right)^H \left(\mathbf{x}_m - \sum_{l=1}^L A_{l,m} \mathbf{e}_l \right) \right] \right\} \quad (4)$$

对于 $\{f_l : l = 1, 2, \dots, L\}$ 最大, 等价地就必须使:

$$Q \left(\left\{ A_{l,m}, f_l : l = 1, \dots, L; m = 1, \dots, M \right\} \right) = \sum_{m=1}^M \left[\left(\mathbf{x}_m - \sum_{l=1}^L A_{l,m} \mathbf{e}_l \right)^H \left(\mathbf{x}_m - \sum_{l=1}^L A_{l,m} \mathbf{e}_l \right) \right] \quad (5)$$

为最小。文献[10]已对单个距离线、单个 RFI, 即 $M=L=1$ 的情形得出了结论, 下面将分析多个距离线、单个 RFI, 即 $M>1, L=1$ 的情形。这时

$$Q(A_{1c,m}, f_1) = \sum_{m=1}^M \left[\left(\mathbf{x}_m - A_{1c,m} \mathbf{e}_1 \right)^H \left(\mathbf{x}_m - A_{1c,m} \mathbf{e}_1 \right) \right] \quad (6)$$

如果 f_1 已知即 \mathbf{e}_1 已知, 那么根据正交原理易知 $Q(A_{1c,m} | f_1)$ 最小化的等价条件为

$$\mathbf{e}_1^H (\mathbf{x}_m - A_{1c,m} \mathbf{e}_1) = 0, \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (7)$$

故 $A_{1c,m}$ 的最小化解为

$$\hat{A}_{1c,m} = \frac{\mathbf{e}_1^H \mathbf{x}_m}{\mathbf{e}_1^H \mathbf{e}_1} = \frac{1}{N} \mathbf{e}_1^H \mathbf{x}_m, \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (8)$$

用 $\hat{A}_{1c,m}$ 代替式(6)中的 $A_{1c,m}$, 得

$$Q(\hat{A}_{1c,m}, f_1) = \sum_{m=1}^M |\mathbf{x}_m|^2 - \frac{1}{N} \sum_{m=1}^M |\mathbf{e}_1^H \mathbf{x}_m|^2 \quad (9)$$

显然欲使 $Q(\hat{A}_{1c,m}, f_1)$ 最小, 必须使 $\frac{1}{N} \sum_{m=1}^M |\mathbf{e}_1^H \mathbf{x}_m|^2$ 最大, 或者等价地使 M 条距离线的平均周期图 $\bar{P}(f_1) = \frac{1}{MN} \sum_{m=1}^M |\mathbf{e}_1^H \mathbf{x}_m|^2$ 最小:

$$\hat{f}_1 = \max_{f_1} \left\{ \frac{1}{MN} \sum_{m=1}^M |\mathbf{e}_1^H \mathbf{x}_m|^2 \right\} \quad (10)$$

上述在 $L=1$ 条件下得出的结论并不适用于 $L>1$ 的情形。这时 L 个频率的 MLE 估计就成为 L 维空间的搜索问题, 但是沉重的计算负担与局部最优点的存在都使得搜索方法不可行。不过文献[10]指出, 如果 RFI 的频率 $\{f_l : l = 1, 2, \dots, L\}$ 能够在周期图上被明显分开, 上述估计仍然是近似的 MLE, 本文将根据前文的假设(3)采用这一结论。

下面分析距离线的平均周期图的物理意义。首先定义 $\mathbf{x}, \mathbf{z}, \mathbf{r}$ 的离散傅里叶变换(DFT):

$$\left. \begin{aligned} Z(f) &= \mathbf{e}^H \mathbf{z} \\ R(f) &= \mathbf{e}^H \mathbf{r} = \sum_{l=1}^L A_{l,c} \mathbf{e}^H \mathbf{e}_l = \sum_{l=1}^L A_l \exp(j\varphi_l) \mathbf{e}^H \mathbf{e}_l \\ X(f) &= \mathbf{e}^H \mathbf{x} = \mathbf{e}^H (\mathbf{z} + \mathbf{r}) = Z(f) + R(f) \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

\mathbf{e} 表示频率为 f 的正弦矢量。某条距离线的周期图:

$$P(f) = \frac{1}{N^2} |X(f)|^2 = \frac{1}{N} |Z(f) + R(f)|^2 = \frac{1}{N^2} \left[|Z(f)|^2 + |R(f)|^2 + 2 \operatorname{Re} [Z^*(f) R(f)] \right] \quad (12)$$

复高斯白噪声矢量 \mathbf{z} 的线性变换 $Z(f)$ 也服从零均值复高斯分布: $Z(f) \sim \text{CN}(0, N\sigma_0^2)$, 且与 $R(f)$ 相互独立。如果距离线具有足够的长度(即 $N \gg 1$)有 $\mathbf{e}^H \mathbf{e}_l \approx N \delta(f_l - f)$, $\delta(\cdot)$ 是狄拉克函数, 这时

$$|R(f)|^2 = \left| \sum_{l=1}^L A_l \exp(j\varphi_l) e^H e_l \right|^2 = N^2 A_l^2 \delta(f_l - f) \quad (13)$$

根据式(11)~式(13), 可写出 M 条距离线的平均周期图的表达式:

$$\begin{aligned} \bar{P}(f) &= \frac{1}{MN} \sum_{m=1}^M P_m(f) \\ &= \frac{1}{N^2} \left[\frac{1}{M} \sum_{m=1}^M |Z_m(f)|^2 + \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M |R_m(f)|^2 \right. \\ &\quad \left. + 2 \operatorname{Re} \left[\frac{1}{M} \sum_{m=1}^M Z_m^*(f) R_m(f) \right] \right] \\ &\approx \frac{1}{N^2} \left[\operatorname{E} \left[|Z(f)|^2 \right] + \operatorname{E} \left[|R(f)|^2 \right] + 2 \operatorname{Re} \left\{ \operatorname{E} \left[Z^*(f) R(f) \right] \right\} \right] \\ &= \frac{1}{N} \sigma_0^2 + A_l^2 \delta(f_l - f) \end{aligned} \quad (4)$$

式(14)表明, 在 RFI 的频率 f_l 处, RFI 功率的 MLE 值 $\bar{P}(f_l)$ 是有偏的, 而在非 RFI 的频率处, $\bar{P}(f)$ 估计了“白噪声” z 的平均功率 $\frac{1}{N}$ 。如果视 RFI 为信号分量, 那么, $\bar{P}(f)$ 中的“信噪比”是时域时的 N 倍。当不存在 RFI 时, $\bar{P}(f)$ 等于常数 $\frac{1}{N} \sigma_0^2$, 这与 z 是白噪声的先验假设是一致的, 同时这里也没有考虑系统响应的非理想因素。

本节讨论了 VHF/UHF 波段 UWB SAR 中 RFI 频率的 MLE 估计和振幅的有偏估计, 并分析了 SAR 距离线的平均周期图的物理意义, 这是本文提出的 RFI 抑制算法——“通道均衡法”的基础。

3 通道均衡法

在 $\bar{P}(f)$ 中, RFI 表现为窄脉冲的形式, 而且其位置处的“信噪比”是时域时的 N 倍, 所以一个很自然的思路是: 设置一个功率判决门限, 利用 $\bar{P}(f)$ 估计 RFI 的频率并对之进行陷波。这固然避免了从前的陷波法需要测量 RFI 的弊端, 但同时引入另一个问题: 当 SAR 的工作参数(如发射功率、作用距离等)和环境(如测绘区的地形、地貌)发生变化时, 判决门限就不得不做修改, 而这种修改的准则由于地物回波平均功率随测绘区的地形、地貌变化的不确定性而很难指定。

本文“通道均衡法”的思路是: 为雷达接收信号 x 的支撑区频谱设计合适的增益系数 $W(f)$, 使得 RFI 被抑制的同时, 尽可能保持地物回波的频率特性。根据式(14), 显然 $W(f)$ 的一个合理选择是

$$W(f) = \frac{1}{\sqrt{\bar{P}(f)}} = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{N} \sigma_0^2 + A_l^2 \delta(f_l - f)}} \quad (15)$$

因为: (1)在 RFI 频率 f_l 处, 其功率越强, 增益就越低, 达到了抑制 RFI 的目的; (2)在非 RFI 频率处, 根据上文的分析, 增益近似为常数, 达到了保持地物回波的频率特性的目的。下面予以定量分析。由于 RFI 带宽远小于地物回波信号带宽, 所以地物回波信号的平均功率 $\bar{P}_W^{(Z)}$ 近似未变, 等于

$$\begin{aligned} \bar{P}_W^{(Z)} &= \operatorname{E} \left[|W(f) Z(f)|^2 \right] \\ &= \frac{N}{\sigma_0^2} \operatorname{E} \left[|Z(f)|^2 \right] = \frac{N}{\sigma_0^2} \cdot N \sigma_0^2 = N^2 \end{aligned} \quad (16)$$

而第 l 个 RFI 的功率:

$$P_W^{(R)} = \operatorname{E} \left[|W(f_l) R(f_l)|^2 \right] = \frac{N^2 A_l^2}{\frac{1}{N} \sigma_0^2 + A_l^2} \quad (17)$$

由式(16)、式(17)可知经过通道均衡处理, RFI 的功率不大于地物回波的平均功率:

$$P_W^{(R)} \leq P_W^{(Z)} \quad (18)$$

虽然在这一阶段没有完全消除 RFI 分量, 但是经过均衡处理, 距离线功率谱上突出的强 RFI 分量被抑制到地物回波信号平均功率以下的水平。在此基础上, 地物回波将在成像处理过程中获得几十甚至上百分贝的压缩增益, 而由于 RFI 分量的信号形式与雷达发射信号不同且初始相位随慢时间变化, 所以它们将无法获得足够的距离和方位压缩增益, 从而图像中的信干比(地物图像信号/RFI)将得到进一步增强。

由于该方法只需求距离线的平均功率谱, 可以与距离压缩处理结合起来提高效率; 而且不需估计 RFI 的个数、振幅、相位等参数, 运算简单、性能稳定, 非常适用于 P 波段 UWB SAR 的实时成像。

4 实验结果

“通道均衡法”已应用于我国某高分辨率 VHF/UHF 波段 UWB SAR 的机载飞行实验数据处理, 图 1(a)和 1(b)分别是回波距离线功率谱的某个样本和平均功率谱的归一化显示。

在图 1(b)中某些非常明显的 RFI 干扰谱峰在图 1(a)被地物回波信号的谱峰淹没, 所以仅根据单个距离线的频谱尚不能准确地估计 RFI 参数, 甚至会将有用的地物回波信号的谱峰当作 RFI 干扰抑制掉。图 2 是利用本文算法进行 RFI 抑制前后的成像结果, 显示动态范围为 $-40 \sim 0$ dB, 左下角的箭头表示斜距方向。

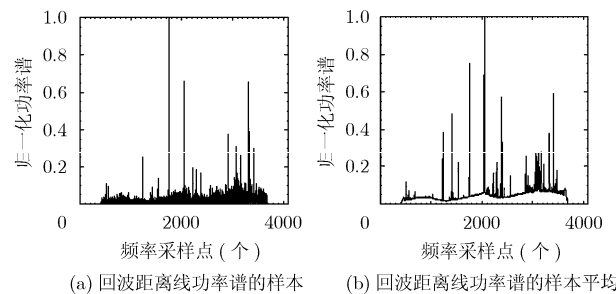


图1 回波某距离线的归一化功率谱

由于 RFI 干扰的存在, 图 2(a)的对比度很差, 图像模糊不清, 经过 RFI 抑制处理, 图像对比度得到了显著改善, 如

图 2(b)所示。图 3 是图 2 图的两幅图像在 RFI 抑制前后所有距离线平均后的显示:

平均图 3(b)的数据可得本实验中平均抑制因子达 4.7dB, 可见“通道均衡法”对 RFI 的抑制是有效的。

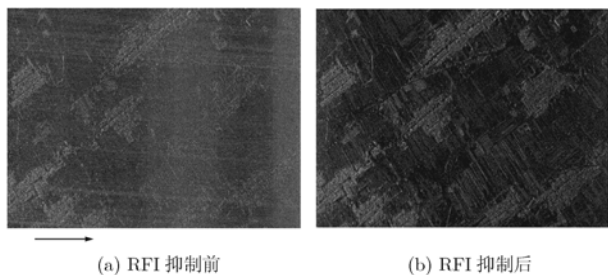


图 2 图像的对数幅度显示(-40~0dB)

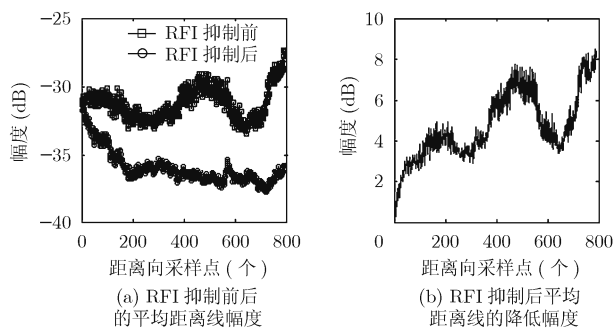


图 3 图 2 的平均距离线

5 结束语

需要指出的是, 本文的假设(1)是文中算法的前提。测量结果表明, 在机载 UWB SAR 的工作高度上, 频点固定的广播和电视信号的功率远远大于频点随机变化的 GSM 手机信号。通过 SAR 成像处理过程给予地物回波信号的增益就可以在 SAR 图像中充分抑制后者的影响, 而本文提出的“通道均衡法”能够有效地抑制前者对 VHF/UHF 波段 UWB SAR 图像的影响, 具有运算简便、性能稳定的优点。

参 考 文 献

- [1] Braunstein M, Ralson J, and Sparrow D. Signal processing approach to radio frequency interference (RFI) suppression[A]. SPIE 1994, 22(30): 190-207.
- [2] X Luo, *et al.* RFI Suppression in UWB SAR using LMS filters in frequency domain[J]. *IEE Electronics Letters*, 2001, 37(4): 241-243.
- [3] 黄晓涛, 梁甸农, 周智敏. 基于 TH 神经网络的 UWB-SAR 抑制 RFI 方法[J]. *电子学报*, 2000, 28(9): 23-26.
Huang Xiao-tao, Liang Dian-nong and Zhou Zhi-min. RFI suppression in UWB SAR based on TH neural network. *Acta Electronica Sinica*, 2000, 28(9): 23-26.
- [4] Soumekh M, Nobles D A, *et al.* Signal processing of wide bandwidth and wide beamwidth P-3 SAR data. *IEEE Trans on AES*, 2001, 37(4): 1122-1141.
- [5] 李禹, 粟毅, 黄春琳, 高守传. 冲激雷达接收机中随机射频干扰抑制方法[J]. *电子与信息学报*, 2004, 26(5): 734-738.
Li Yu, Su Yi, Huang Chun-lin and Gao Shou-chuan. Random RFI suppression in impulse radar[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2004, 26(5): 734-738.
- [6] 何桂清. 伪随机扩频系统中抑制窄带干扰的一种神经网络方法[J]. *信号处理*, 1996, 12(9): 193-200.
He Gui-qing. Neural network approach for rejecting narrow-band interferences in PN spread spectrum systems. *Signal Processing*, 1996, 12(9): 193-200.
- [7] [美]M I Skolnik 主编. 王军, 林强 等译. 雷达手册[M].北京: 电子工业出版社, 2003: 37-41.
- [8] [美]F T 乌拉比, R K 穆尔 著. 黄培康, 汪一飞译. 微波遥感(第二卷)[M]. 北京: 科学出版社, 1987: 14-15.
- [9] 沈凤麟, 叶中付, 钱玉美. 信号统计分析处理[M]. 合肥: 中国科技大学出版社, 2002: 227.
- [10] [美]S M 凯依 著, 黄建国, 武延祥, 杨世兴译. 现代谱估计——原理与应用[M]. 北京: 科学出版社, 1994: 327.

董 臻: 男, 1973 年生, 副教授, 博士, 硕士生导师, 主要研究方向为雷达成像系统与信号处理.

梁甸农: 男, 1936 年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为雷达系统与信号处理.

黄晓涛: 男, 1972 年生, 教授, 博士, 硕士生导师, 主要研究方向为雷达信号处理、现代谱估计.

[1] Braunstein M, Ralson J, and Sparrow D. Signal processing