

## 一种新的采用分布式孔径的无源雷达成像方法

汪 玲\* 伍少华

(南京航空航天大学信息科学与技术学院 南京 210016)

**摘 要:** 该文提出一种新的利用机会照射源的无源分布式雷达目标成像方法。首先基于波方程建立接收回波信号模型。然后建立新的无源回波模型, 该模型将所有接收单元(或接收机)处的回波信号用某一基准接收单元处的接收信号来描述, 无需发射源信息。基于分布式孔径获得的数据有限, 成像被描述为目标位置未知的二元假设检验。采用无源回波模型, 依据最大信噪比准则构造空间可分辨的检测统计量, 对观测区域每个位置进行检测, 最终形成关于成像区域的检测统计量图像, 获知目标位置信息。在给出该成像方法分辨率的理论分析的基础上, 进一步通过仿真实验验证了理论分析结果和成像方法的有效性。

**关键词:** 无源雷达; 分布式孔径; 机会照射源; 成像; 波方程

**中图分类号:** TN957.52

**文献标识码:** A

**文章编号:** 1009-5896(2011)03-0616-06

**DOI:** 10.3724/SP.J.1146.2010.00625

## A Novel Passive Radar Imaging Method Using Distributed Apertures

Wang Ling Wu Shao-hua

(College of Information Science & Technology, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China)

**Abstract:** A novel passive radar imaging method is presented using distributed apertures that relies on illuminators of opportunity. The measurement is modeled using the wave equation. A new passive measurement model is proposed that expresses the measurement at a receiver in terms of the measurement at a different receiver and therefore requires no information about the illumination sources. Since only a limited number of measurements are available due to sparsely and randomly distributed apertures, the imaging issue is formulated as a binary hypothesis test with unknown target location. The spatial-resolved test-statistic is determined by maximizing the SNR of the test-statistic using the proposed passive measurement model. The resulting image is formed with the test-statistics evaluated at each hypothetical target location, which can provide the information about the target location. The resolution analysis of the imaging method is presented and numerical simulations are conducted to verify its performance and validate the theoretical findings.

**Key words:** Passive radar; Distributed aperture; Illuminator of opportunity; Imaging; Wave equation

### 1 引言

现代社会中, 广播台、电视台、移动通信基站、无线网络等机会照射源急剧增加, 研究利用这些机会照射源信号进行无源探测和成像一直是雷达领域的重要研究内容之一。分布式孔径可以看作是一种阵列天线, 但有别于传统阵列天线。传统阵列天线为避免栅瓣效应, 阵元间距需小于或等于雷达波长的  $1/2$ , 而分布式孔径中的各发射天线单元(子阵)和各接收天线单元(子阵)分布任意, 间距可以是波长的百倍或千倍, 因此也被称作稀疏天线阵列。

利用机会照射源的无源分布式孔径雷达的特点

在于: (1)利用空中已有的民用电信号, 可缓解频带拥挤, 而且多数机会照射源的工作频段不同于传统雷达频段, 具有良好的电子对抗性能; (2)孔径分布形式可以任意, 系统可快速配置; (3)可利用空间、时域(频域)、波形 3 个自由度的信息, 获得良好探测能力; (4)可利用已有探测装备作为接收阵元, 不需要发射设备, 接收单元结构也可以比较简单, 系统成本低。

采用分布式孔径探测, 传统阵列天线应用中目标位于远场的假设不再成立。从波束形成角度看, 针对某个目标的“波束导向矢量”不仅与角度有关, 也与距离有关。因此新建的分布式孔径雷达回波模型需要考虑到对距离的依赖性。

国内外已经有许多研究机构开展无源雷达检测及成像研究<sup>[1-17]</sup>。由于无源探测中发射源信息未知,

2010-06-13 收到, 2010-10-21 改回

国家自然科学基金(61001151)资助课题

\*通信作者: 汪玲 tulip\_wling@nuaa.edu.cn

这些研究基本都需要利用系统辅助通道接收直达波(由发射源直接到接收机的信号),获取发射源信息,通过将目标回波与直达波相关来实现最佳接收。文献[18]提出了一种新的雷达接收机的设计,该方法基于不同接收单元回波的相关结果进行检测,可以应用于发射源信息未知的无源探测。

本文首先从物理波方程角度建立各接收单元的回波信号模型,该模型适用于任意散射环境,如自由空间和多径散射环境,然后在文献[18]研究基础之上,建立无需发射源信息的无源回波信号模型,并考虑到分布式孔径雷达中距离的依赖性。

由于分布式孔径中的各接收单元(接收机)在空间中呈稀疏、随机分布,可获得的目标测量信号有限,这种情况下采用传统成像方法,如极坐标格式算法或反投影方法,需要对数据进行内插或外推,有时甚至无法完成目标图像的重建。本文将成像问题描述为目标位置参数位置未知的广义似然比检验(GLRT)问题。成像演变为对成像区域内每一假想目标位置的二元假设检验,检验统计量最终构成空间分辨的2维图像。在高斯白噪声和杂波背景下,该成像方法等价于反投影图像重建方法<sup>[19]</sup>。

论文第2节基于波方程,首先给出回波信号模型;第3节针对分布式孔径,建立无源发射源信息的无源回波信号模型;第4节详细探讨基于二元假设检验的成像方法,包括检验统计量的构造和成像分辨率的分析;在第5节通过仿真实验,验证该无源成像方法的有效性。第6节是结论。

## 2 基于波方程的回波模型

电磁波在介质中的传播可以用标量波方程(不考虑波的极化方向)描述:

$$\left(\nabla^2 - \frac{1}{c^2} \partial_t^2\right) \mathbf{E}(\mathbf{x}, t) = s(\mathbf{x}, t) \quad (1)$$

其中  $c$  为电磁波在介质中的传播速率,  $\mathbf{E}$  为  $t$  时刻空间中任一位置  $\mathbf{x}$  处的电场强度。 $s$  描述发射源的位置、发射波形和采用的天线方向图。在本文中,  $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^3$ ,  $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^2$ 。

由波传播理论可知,环境模型,即表明波传播特性的介质模型由格林函数(Green's function)描述。格林函数满足下式:

$$\left(\nabla^2 - \frac{1}{c^2} \partial_t^2\right) g(\mathbf{x}, \mathbf{y}, t, \tau) = \delta(\mathbf{x} - \mathbf{y}) \delta(t - \tau) \quad (2)$$

其中  $g$  为格林函数,表明在  $\mathbf{y}$  处  $\tau$  时刻发射冲激信号的点状发射源在空间引起的电场分布。通常可认为环境模型为时间平稳,可忽略式(2)中格林函数中的第4维信息。

由式(1)和式(2),可获得由任意发射源  $s$  在介质

$g$  中产生的电场,确定目标处的入射场,

$$\mathbf{E}^{\text{in}}(\mathbf{x}, t) = \int g(\mathbf{x}, \mathbf{y}, t - \tau) s(\mathbf{y}, \tau) d\mathbf{y} d\tau \quad (3)$$

从波传播角度分析,电磁波传播速度  $c$  由背景介质中的传播速度  $c_b(\mathbf{x})$  和目标的反射率函数  $V(\mathbf{x})$  来描述,即  $c^2(\mathbf{x}) = [1/c_b^2(\mathbf{x}) + V(\mathbf{x})]^{-1}$ 。在雷达应用中,通常可认为背景介质均匀,传播速度  $c_b(\mathbf{x})$  恒定为光速  $c_0$ 。处于背景介质中的目标相当于扰动源,其分布和散射特性会引起的波传播速度变化。

对于地面目标,  $V(\mathbf{x})$  可由二维函数描述,即  $V(\mathbf{x}) = V(\mathbf{x}) \delta(x_3 - h(\mathbf{x}))$ , 其中  $h$  代表地形信息。 $V(\mathbf{x})$  引起的散射场和入射场形成的总场同样满足式(1)。由于目标  $V(\mathbf{x})$  产生的散射场通常远小于入射场,满足微弱散射(Weak scattering)条件,因此散射场的近似解为

$$\mathbf{E}^{\text{sc}}(\mathbf{x}, t) \approx \int g(\mathbf{x}, \mathbf{y}, t - \tau) V(\mathbf{y}) \partial_\tau^2 \mathbf{E}^{\text{in}}(\mathbf{y}, \tau) d\mathbf{y} d\tau \quad (4)$$

其中  $g(\mathbf{x}, \mathbf{y}, t) = g(\mathbf{x}, (\mathbf{y}, h(\mathbf{y})), t)$ ,  $\mathbf{y} = (y_1, y_2)$ 。假设发射点源  $s(\mathbf{x}, t) = p(t) \delta(\mathbf{x} - \mathbf{z}_0)$ , 利用式(3), 式(4)可写为

$$\mathbf{E}^{\text{sc}}(\mathbf{x}, t) \approx \int g(\mathbf{x}, \mathbf{y}, t - \tau) V(\mathbf{y}) \cdot \partial_\tau^2 g(\mathbf{y}, \mathbf{z}_0, \tau - \tau') p(\tau') d\tau' d\mathbf{y} d\tau \quad (5)$$

其中  $p(t)$  为发射波形。由式(5)可进一步获得空间某处的接收回波信号。若发射源不为全方向性,只需将发射天线方向图包含到式(5)中。

式(5)给出的散射场模型包含了描述波传播环境的格林函数,因此可用于表示不同散射环境中的接收信号。传统雷达信号处理中,将目标散射信号描述为发射信号的延迟和幅度调整,实际是采用了自由空间的格林函数。

通常探测区域内的目标  $V(\mathbf{x})$  可分成两类,即  $V = T + C$ , 其中  $T$  是感兴趣的待成像的目标,  $C$  是  $T$  之外的剩余目标,可看作杂波。假设杂波是零均值,方差有限的随机场,并考虑接收机噪声  $n(t)$ , 则位于  $\mathbf{x}_0$  的接收机测得的回波信号可写为

$$m(t) = \int g(\mathbf{x}_0, \mathbf{y}, t - \tau) T(\mathbf{y}) \partial_\tau^2 \mathbf{E}^{\text{in}}(\mathbf{y}, \tau) d\mathbf{y} d\tau + \tilde{n}(t) \quad (6)$$

其中

$$\tilde{n}(t) = \int g(\mathbf{x}_0, \mathbf{y}, t - \tau) C(\mathbf{y}) \partial_\tau^2 \mathbf{E}^{\text{in}}(\mathbf{y}, \tau) d\mathbf{y} d\tau + n(t) \quad (7)$$

式(7)中第一项为杂波信号。在频域,式(6)可写为

$$\hat{m}(\omega) = \int \hat{g}(\mathbf{x}_0, \mathbf{y}, \omega) T(\mathbf{y}) \omega^2 \hat{\mathbf{E}}^{\text{in}}(\mathbf{y}, \omega) d\mathbf{y} + \hat{\tilde{n}}(\omega) \quad (8)$$

## 3 无源回波模型

无源探测中,发射源位置、波形和数目均未知,  $\mathbf{E}^{\text{in}}$  也是未知量。但是,基于所有接收单元收到的回波信号都来自于同一个入射场,可考虑将分布式

孔径中任一接收单元收到的回波信号用其它接收单元处的目标回波信号来描述<sup>[20]</sup>。该过程涉及将一个接收单元处的回波信号反向传播至目标处,然后再由目标处前向传播至另一个接收单元所在位置。图1给出了建立新回波模型的原理图。

图1中 $\mathbf{E}^{\text{in}}$ 为入射场, $\mathcal{G}_{y,i}$ 表示从目标位置 $\mathbf{y}$ 到接收单元 $\mathbf{x}_i$ 的前向传播算子,可由式(9)描述:

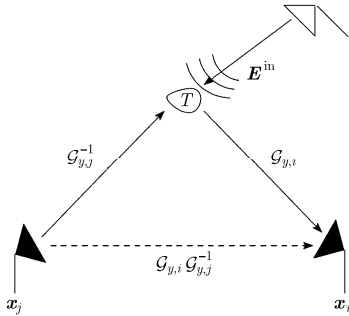


图1 无源回波模型构造原理示意图

$$\begin{aligned} [\mathcal{G}_{y,i}u](\omega) &= \int W_s(\mathbf{y}', \mathbf{y}) \hat{g}(\mathbf{x}_i, \mathbf{y}', \omega) u(\mathbf{y}', \omega) d\mathbf{y}' \\ &= \int_{D_w(\mathbf{y})} \hat{g}(\mathbf{x}_i, \mathbf{y}', \omega) u(\mathbf{y}', \omega) d\mathbf{y}' \end{aligned} \quad (9)$$

其中 $u(\mathbf{y}, \omega) = T(\mathbf{y})\omega^2 \widehat{\mathbf{E}}^{\text{in}}(\mathbf{y}, \omega)$ ,  $W_s(\mathbf{y}', \mathbf{y})$ 是以目标位置 $\mathbf{y}$ 为中心,幅度为1的空间窗函数。

图1中算子 $\mathcal{G}_{y,j}^{-1}$ 代表由接收单元到目标位置的后向传播算子,是前向传播算子 $\mathcal{G}_{y,j}$ 的逆算子, $\mathcal{G}_{y,j}$ 定义类似于式(9)。由于依靠在 $\mathbf{x}_j$ 处这一点的回波测量值, $\mathcal{G}_{y,j}^{-1}$ 可能并不在所有 $\mathbf{y}' \in D_{W(\mathbf{y})}$ 点存在,这种情况下可由其伪逆代替。

因此,以 $\mathbf{x}_j$ 处接收单元获得的回波信号 $\widehat{m}_j(\omega)$ 为参考, $\mathbf{x}_i$ 处的接收单元测量的回波信号可表示为

$$\widehat{m}_i^j(\omega) = \mathcal{G}_{y,i} \mathcal{G}_{y,j}^{-1} \widehat{m}_j(\omega) + \widehat{n}_i(\omega) \quad (10)$$

同传统雷达回波模型相比,该信号模型没有用发射信号来描述接收机测量信号,适用于无源探测。

对于分布式孔径,假设有 $N$ 个接收天线单元(或接收机),若选定某个接收单元作为基准,其它接收单元的测量信号都可以用该基准接收单元的测量信号来描述,而且分布式孔径中的任何一个接收单元都可以作为基准。假设以位于 $\mathbf{x}_j$ 的接收单元为基准,则可构造以下回波向量模型:

$$\mathbf{m} = [\widehat{m}_1^j \quad \widehat{m}_2^j \quad \cdots \quad \widehat{m}_N^j]^T \quad (11)$$

其中 $\widehat{m}_i^j$  ( $i=1, \dots, N, i \neq j$ )表示用 $\widehat{m}_j(\omega)$ 表示的位于第 $i$ 个接收单元的测量回波信号,同理,可构造参考回波向量模型和噪声和杂波信号的向量模型为

$$\mathbf{m}_r = [\widehat{m}_j \quad \widehat{m}_j \quad \cdots \quad \widehat{m}_j]^T \quad (12)$$

$$\mathbf{n} = [\widehat{n}_1 \quad \widehat{n}_2 \quad \cdots \quad \widehat{n}_N]^T \quad (13)$$

其中 $\widehat{n}_i$ ,  $i \neq j$ 由式(7)和式(8)定义。 $\mathbf{m}$ ,  $\mathbf{m}_r$ 和 $\mathbf{n}$ 的维数均为 $N-1$ 。后向传播算子和前向传播算子可由以下对角阵来描述

$$\mathbf{G}_y = \text{diag}[\mathcal{G}_{y,1} \mathcal{G}_{y,j}^{-1} \quad \mathcal{G}_{y,2} \mathcal{G}_{y,j}^{-1} \quad \cdots \quad \mathcal{G}_{y,N} \mathcal{G}_{y,j}^{-1}] \quad (14)$$

根据式(11)–式(14),用于分布式孔径无源探测的测量回波向量模型可描述为

$$\mathbf{m}(\omega) = \mathbf{G}_y \mathbf{m}_r(\omega) + \mathbf{n}(\omega) \quad (15)$$

#### 4 基于空间分辨二元假设检验的无源成像

根据式(15)给出的回波模型和广义似然比检验理论,设计可实现空间分辨的二元假设检验。通过计算观测区域中每个位置的检测统计量,构成观测区域的检测统计量图像。通过设置门限,可以获得目标的位置和形状信息。

无源成像问题可被描述为下述二元假设检验:

$$\left. \begin{aligned} \mathcal{H}_1: \quad \mathbf{m} &= \mathbf{G}_y \mathbf{m}_r + \mathbf{n} \\ \mathcal{H}_0: \quad \mathbf{m} &= \mathbf{n} \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

其中 $\mathcal{H}_1$ 表示在假想位置 $\mathbf{y}$ 有目标存在的假设, $\mathcal{H}_0$ 表示无目标存在的假设, $\mathbf{m}$ ,  $\mathbf{m}_r$ ,  $\mathbf{n}$ ,  $\mathbf{G}_y$ 如式(11)–式(14)所示。 $\mathbf{m}$ 在两种假设下的一阶、二阶统计特性分别为

$$\left. \begin{aligned} E[\mathbf{m} | \mathcal{H}_1] &= \mathbf{G}_y \overline{\mathbf{m}}_r \\ E[\mathbf{m} | \mathcal{H}_0] &= \mathbf{0} \\ \text{Cov}[\mathbf{m} | \mathcal{H}_1] &= \mathbf{G}_y (\mathbf{R}_T + \mathbf{R}_{n,j}) \mathbf{G}_y^H + \mathbf{R}_n := \mathbf{R}_1 \\ \text{Cov}[\mathbf{m} | \mathcal{H}_0] &= \mathbf{R}_n := \mathbf{R}_0 \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

其中 $\overline{\mathbf{m}}_r = E[\mathbf{m}_r | \mathcal{H}_1]$ ,每个元素为

$$E[\widehat{m}_j(\omega) | \mathcal{H}_1] := \overline{\widehat{m}}_j(\omega) = \mathcal{G}_{y,j} \overline{T}(\mathbf{y}) \omega^2 \widehat{\mathbf{E}}^{\text{in}}(\mathbf{y}, \omega) \quad (18)$$

$\mathbf{R}_T$ 为无噪声和杂波的参考回波向量 $\mathbf{m}_r^{(0)}$ 的协方差矩阵,

$$\mathbf{R}_T(\omega, \omega') = E[(\mathbf{m}_r^{(0)}(\omega) - \overline{\mathbf{m}}_r(\omega))(\mathbf{m}_r^{(0)}(\omega') - \overline{\mathbf{m}}_r(\omega'))^H] \quad (19)$$

$\mathbf{R}_{n,j} = E[\mathbf{n}_j(\omega) \mathbf{n}_j^H(\omega')]$ ,其中 $\mathbf{n}_j = [\widehat{n}_j \quad \widehat{n}_j \quad \cdots \quad \widehat{n}_j]^T$ ,为 $N-1$ 维向量; $\mathbf{R}_n$ 为杂波和噪声向量的协方差矩阵, $\mathbf{R}_n(\omega, \omega') = E[\mathbf{n}(\omega) \mathbf{n}^H(\omega')]$ 。

以最大信噪比为准则设计线性检测器,检测器的输出为检验统计量,设为 $\lambda$ ,其具体形式为

$$\lambda = \langle \mathbf{m}, \mathbf{w} \rangle = \int \mathbf{w}^H \mathbf{m} d\omega = \sum_{i \neq j} \int w_i^*(\omega) \widehat{m}_i^j(\omega) d\omega \quad (20)$$

其中 $\mathbf{w}$ 为检测器模板,

$$\mathbf{w} = [w_1 \quad w_2 \quad \cdots \quad w_N]^T \quad (21)$$

由式(20)和式(21)可见,检测器实际是对分布式孔径中各接收单元收到的信号分别进行线性滤波,滤波器输出的和作为检测统计量。

检测统计量 $\lambda$ 的信噪比为<sup>[20]</sup>

$$\text{SNR}_\lambda = \frac{|E[\lambda | \mathcal{H}_1] - E[\lambda | \mathcal{H}_0]|}{\sqrt{1/2(\text{Var}[\lambda | \mathcal{H}_1] + \text{Var}[\lambda | \mathcal{H}_0])}} \quad (22)$$

本文使用  $\text{SNR}_\lambda^2$  计算检测器模板  $\mathbf{w}$ 。假设杂波和噪声各自平稳, 而且它们联合平稳, 则由式(17)和式(20)可得

$$E[\lambda | \mathcal{H}_1] - E[\lambda | \mathcal{H}_0] = \langle \mathbf{G}_y \bar{\mathbf{m}}_r, \mathbf{w} \rangle \quad (23)$$

$$\text{Var}[\lambda | \mathcal{H}_k] = \langle \mathbf{R}_k \mathbf{w}, \mathbf{w} \rangle, \quad k = 0, 1 \quad (24)$$

因此

$$\text{SNR}_\lambda^2 = \frac{|\langle \mathbf{G}_y \bar{\mathbf{m}}_r, \mathbf{w} \rangle|^2}{\langle 1/2(\mathbf{R}_1 + \mathbf{R}_0) \mathbf{w}, \mathbf{w} \rangle} \quad (25)$$

其中  $\mathbf{R}_1$  和  $\mathbf{R}_0$  的定义见式(17)。通过使  $\text{SNR}_\lambda^2$  最大, 可求得最优检测器模板为

$$\mathbf{w}_{\text{opt}} = [1/2(\mathbf{R}_1 + \mathbf{R}_0)]^{-1} \mathbf{G}_y \bar{\mathbf{m}}_r \quad (26)$$

若各接收单元的杂波和噪声不相关,  $[1/2(\mathbf{R}_1 + \mathbf{R}_0)]^{-1}$  可近似为对角阵, 假设其对角线上元素为  $\bar{S}_i(\omega), i = 1, \dots, N, i \neq j, \bar{S}_i(\omega)$  与噪声和杂波的功率谱密度、前向和后向传播算子有关。

## 5 成像分辨率分析

分辨率是衡量成像算法性能的关键指标, 本节将以自由空间为例, 通过分析点目标扩展函数(Point Spread Function, PSF), 对上节提出的成像方法的分辨率进行分析。

自由空间的格林函数为

$$\hat{g}(\mathbf{x}, \mathbf{y}, \omega) = \frac{e^{-ik|\mathbf{x}-\mathbf{y}|}}{4\pi|\mathbf{x}-\mathbf{y}|} \quad (27)$$

其中  $k = \omega/c_0$  为波数,  $|\mathbf{x}-\mathbf{y}|$  表示  $\mathbf{x}$  和  $\mathbf{y}$  之间的距离。假设有两部接收机分别位于  $\mathbf{x}_1$  和  $\mathbf{x}_2$ , 一部发射机位于  $\mathbf{z}_1$ , 则对于点目标  $T(\mathbf{y}) = T\delta(\mathbf{y}-\mathbf{y}_0)$ , 由式(20), 式(26), 式(27), 式(10)和式(9)可得点目标扩展函数,  $K(\mathbf{y}, \mathbf{y}_0)$  为

$$K(\mathbf{y}, \mathbf{y}_0) = \beta \int \bar{S}_2^{-1}(\omega) \omega^4 e^{-ikr_{21}(\mathbf{y}, \mathbf{y}_0)} |\hat{p}_1(\omega)|^2 d\omega \quad (28)$$

其中

$$r_{21}(\mathbf{y}, \mathbf{y}_0) = |\mathbf{x}_2 - \mathbf{y}| - |\mathbf{x}_1 - \mathbf{y}| + |\mathbf{x}_1 - \mathbf{y}_0| - |\mathbf{x}_2 - \mathbf{y}_0| \quad (29)$$

$$\beta = \frac{T^2 |\mathbf{x}_1 - \mathbf{y}|}{(4\pi)^4 |\mathbf{x}_2 - \mathbf{y}| |\mathbf{x}_1 - \mathbf{y}_0| |\mathbf{x}_2 - \mathbf{y}_0| |\mathbf{y}_0 - \mathbf{z}_0|^2} \quad (30)$$

$p_1$  为发射信号波形,  $\bar{S}_2(\omega)$  的定义如式(26)后  $\bar{S}_i(\omega), i = 2$ 。

观察式(28)发现, 该式定义了函数  $\mathcal{F}^{-1}[\bar{S}_2^{-1/2}(\omega) \omega^2 \hat{p}_1(\omega)]$  的自相关,  $\mathcal{F}^{-1}$  表示逆傅里叶变换。显然, 该相关函数在  $r_{21}(\mathbf{y}, \mathbf{y}_0) = 0$  时取最大值。换句话说, 对于处于  $\mathbf{y}_0$  的点目标, PSF 在式(31)确定的成像点  $\mathbf{y}$  处达到峰值,

$$|\mathbf{x}_2 - \mathbf{y}| - |\mathbf{x}_1 - \mathbf{y}| = |\mathbf{x}_2 - \mathbf{y}_0| - |\mathbf{x}_1 - \mathbf{y}_0| \quad (31)$$

可见, 式(31)在  $h(\mathbf{y}) = h$  平面上确定了一条以  $\mathbf{x}_1$  和  $\mathbf{x}_2$  为焦点的双曲线, 在探测区域内与两部接收机距离之差相同的点都位于该曲线上。由上述分析可知, 该双曲线上相关值恒定且为最大值, 即由式(28)获得的检验统计量在该双曲线上的值恒定, 本文称该双曲线为等值双曲线。

仔细分析发现, 相对于发射源信号波形  $p_1$  的模糊函数, 式(28)可看作  $p_1$  的广义模糊函数, 即  $p_1$  经  $\bar{S}_2^{-1/2}(\omega)$  滤波后的所得波形的模糊函数, 其中滤波器与杂波和噪声的功率谱密度有关。广义模糊函数的支撑区间决定了在成像平面上会得到若干条等值双曲线, 形成双曲线束。每一条等值双曲线对应于某一延时  $r_{21}(\mathbf{y}, \mathbf{y}_0)/c_0$ , 而该延时对应的广义模糊函数值决定了该等值双曲线对应的检验统计量值, 即双曲线的亮度。模糊函数最大值对应于双曲线束中最亮的双曲线, 该曲线经过点目标所在位置, 满足式(31)。综上所述,  $p_1$  的广义模糊函数决定了成像结果中等值双曲线束的展宽程度, 即图像的分辨率。图2给出了上述分析的示意图, 其中图2(a)为模糊函数, 图2(b)为成像结果, 十字叉表示两部接收机位置, 圆圈表示发射机位置, 实心圆表示点目标位置。如图所示, 图2(a)中的两条虚线确定的模糊函数范围对应于图2(b)中 PSF 的展宽程度。此外注意到, 距离越远, 等值双曲线束的展宽程度越宽, 即不同等值双曲线之间的距离越远, 这是由双曲线的性质决定的。因此不同距离点目标的成像分辨率不同。

可以想象, 有多部接收机(数目大于2)时, 每对接收机都可确定一组以两接收机位置为焦点的等值双曲线束, 其中每组等值双曲线束中的最亮双曲线将相交于点目标所在位置, 等值双曲线束的重叠区域的大小决定了该位置的成像分辨率。因此相对于两部接收机仅可确定通过点目标的等值双曲线, 多部接收机可以提高成像的分辨率。

进一步考虑有多部发射机的情况, 由于此时入射场强度增强, 点目标位置处的检验统计量值, 即亮度, 会随着发射机的数目的增加而增加。但是同时必须考虑对应于不同发射源信号的回波信号之间的互相关会形成额外的等值双曲线束, 这些双曲线可能会相交于非目标位置, 使成像结果中出现虚假目标。

## 6 仿真实验

为说明成像方法的有效性, 并对上节中的理论分析结果进行验证, 本节首先以点目标为例, 并假

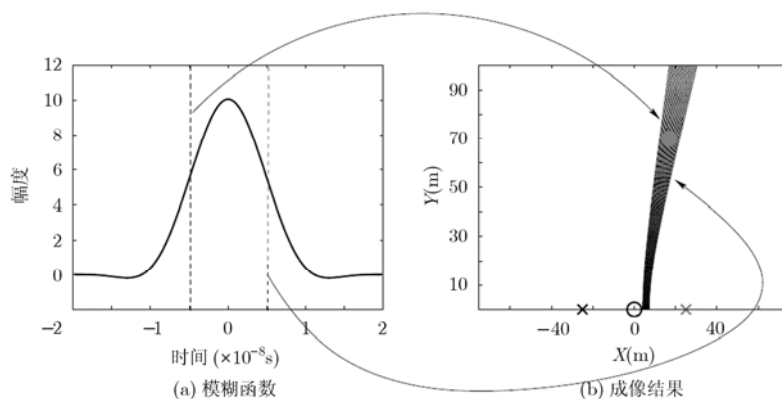


图2 模糊函数与PSF 展览之间关系示意图

设自由空间,进行了3组仿真实验,分别对应于场景中有(1)2部接收机和1部发射机;(2)3部接收机和1部发射机;(3)3部接收机和2部发射机。结果如图3(a)-3(c)所示。成像区域 $70\text{ m}\times 100\text{ m}$ ,像素大小 $0.5\text{ m}\times 0.5\text{ m}$ 。接收机和发射机均分布在 $X$ 轴上。第1种情况下点目标位于 $[45,70,0]$  m,后两种情况下目标位于 $[45,45,0]$  m。仿真中暂不考虑杂波,假设噪声为高斯白噪声。发射波形为持续 $10\text{ ns}$ 的连续波信号,载频 $900\text{ MHz}$ 。

第1组仿真中两部接收机分别位于 $[20,0,6]$  m, $[36.6,0,6]$  m,如图3(a)中交叉叉所示,发射机位于2部接收机的中间, $[28.3,0,6]$  m,如图3(a)中空圆圈所示。对比图2和图3(a)可见,成像结果与上节中的理论分析结果一致,两部接收机在成像平面上确定一组等值双曲线束,对应于图3(a)中所示的“光束”,该“光束”通过点目标所在位置,如圆点所示。注意到在该情况下没有真正实现成像。

第2组仿真中3部接收机分别位于 $[58.8,0,6]$  m, $[28.3,0,6]$  m和 $[-2.1,0,6]$  m,发射机位于 $[28.3,70,6]$  m,成像时以 $[58.8,0,6]$  m处的接收机为基准构成无源回波模型。由图3(b)给出的成像结果可见,与上节理论分析一致,两对接收机可以确定两组不同

的等值双曲线束,其中最大值双曲线将相交于点目标所在处,如图3(b)中圆点标示的区域所示,可实现目标成像。

第3组仿真中的接收机分布与第2组相同,两部发射机分别位于 $[36.6,0,6]$  m和 $[20.1,0,6]$  m。对比图3(c)和图3(b)的亮度可见,增加的1部发射机使目标位置处的检验统计量值大致增加了一倍,但是正如理论分析所示,由不同发射源引起的回波信号分量之间的互相关会产生额外的等值双曲线束,这些双曲线相交于非目标位置,对目标图像形成干扰。需要指出的是,这里假设两部发射机发射相同波形,即对应于干扰最强情况。若不同发射机发射波形具有良好的正交性,干扰强度将会很弱。

进一步给出对扩展目标在3部接收机和两部发射机情况下的成像结果,如图4所示。扩展目标大小为 $3\times 3\text{ m}^2$ ,包含 $7\times 7$ 个散射点,中心位于 $[35,60,1]$  m。由图可见,目标被重建在正确位置。

## 7 结束语

本文探讨了采用分布式孔径的无源雷达成像方法。从物理波方程角度,建立了适用于任意散射环境的测量回波模型,然后建立了适用于无源分布式

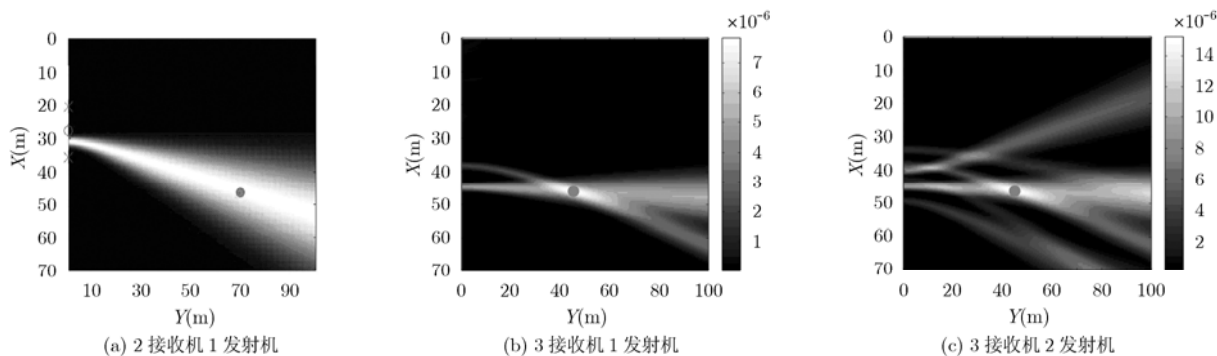


图3 不同接收机发射机的点目标仿真成像结果

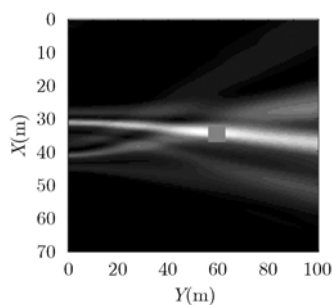


图4 采用3部接收机和2部发射机的扩展目标仿真成像结果

孔径探测的回波模型,该模型不需要发射源波形信息。考虑到分布式孔径雷达的测量信号有限,提出了基于二元假设检验的成像方法,可获得成像区域的检测统计量图像,获知目标的位置信息。仿真验证了该方法的有效性。下一步将研究该成像方法在多径散射环境中的性能,以及对杂波的抑制性能。

**致谢** 衷心感谢美国仁斯里尔大学 Birsen Yazici 教授和 Il-Young Son 博士的指导和建议。

### 参考文献

- [1] Griffiths H D and Baker C J. Passive coherent location radar systems. Part 1: performance prediction [J]. *IEE Proceedings of Radar Sonar Navigation*, 2005, 152(3): 153-159.
- [2] Baker C J, Griffiths H D, and Papoutsis I. Passive coherent location radar systems. Part 2: waveform properties [J]. *IEE Proceedings of Radar Sonar Navigation*, 2005, 152(3): 160-168.
- [3] Howland P E, Maksimiuk D, and Reitsma G. Fm radio based bistatic radar [J]. *IEE Proceedings of Radar Sonar Navigation*, 2005, 152(3): 107-115.
- [4] Poullin D. Passive detection using digital broadcasters (DAB, DVB) with COFDM modulations [J]. *IEE Proceedings of Radar Sonar Navigation*, 2005, 152(3): 143-152.
- [5] Tan D, Sun H, Lu Y, Lesturgie M, and Chan H. Passive radar using global system for mobile communication signal: theory, Implementation and measurements [J]. *IEE Proceedings of Radar Sonar Navigation*, 2005, 152(3): 116-123.
- [6] Coleman C and Yardley H. Passive bistatic radar based on target illuminations by digital audio broadcasting [J]. *IET Radar Sonar Navigation*, 2008, 2(5): 366-375.
- [7] Guo H, Woodbridge K, and Baker C J. Evaluation of WiFi beacon transmissions for wireless based passive radar [C]. *Proceedings of 2008 IEEE Radar Conference*, Roma, Italy, May 2008, doi: 10.1109/RADAR.2008.4720810.
- [8] Chetty K, Woodbridge K, Guo H, and Smith G E. Passive bistatic WiMAX radar for marine surveillance [C]. *Proceedings of 2010 IEEE Radar Conference*, Washington D. C., USA, May 2010: 188-193.
- [9] Falcone P, Colone F, Bongioanni C, and Lombardo P. Experimental results for OFDM WiFi-based passive bistatic radar [C]. *Proceedings of 2010 IEEE Radar Conference*, Washington D. C., USA, May 2010: 516-521.
- [10] Harms H A, Davis L M, and Palmer J. Understanding the signal structure in DVB-T signals for passive radar detection [C]. *Proceedings of 2010 IEEE Radar Conference*, Washington D. C., USA, May 2010: 532-537.
- [11] Yarman C E and Yazici B. Synthetic aperture hitchhiker imaging [J]. *IEEE Transactions on Imaging Processing*, 2008, 17(11): 2156-2173.
- [12] Yarman C E, Wang L, and Yazici B. Doppler synthetic aperture hitchhiker imaging [J]. *Inverse Problems*, 2010, 26(6): 065006 (26pp), doi: 10.1088/0266-5611/26/6/065006.
- [13] 王大海, 王俊. 单发多收模式下无源雷达成像研究[J]. *电子学报*, 2006, 34(6): 1138-1141.
- [14] 王蕾, 王俊, 李涛. 基于 CDMA 通信信号的无源雷达定位系统 [J]. *火控雷达技术*, 2009, 34(2): 4-6.
- [15] 李岩, 王俊, 张守宏. 基于外辐射源的 ESPRIT 超分辨成像算法 [J]. *电子与信息学报*, 2009, 31(1): 143-146.
- [16] 吴海洲, 陶然, 单涛. 基于 DTTB 照射源的无源雷达直达波干扰抑制[J]. *电子与信息学报*, 2009, 31(9): 2033-2038.
- [17] 宋杰, 何友, 蔡复青, 唐小明. 基于非合作雷达辐射源的无源雷达技术综述 [J]. *系统工程与电子技术*, 2009, 31(9): 2151-2156.
- [18] Son I Y, Varslot T, Yarman C E, Pezeshki A, Yazici B, and Cheney M. Radar detection using sparsely distributed apertures in urban environment [C]. *Proceedings of SPIE*, 2007, Vol. 6567: 65671Q, doi:10.1117/12.720069.
- [19] Voccola K, Yazici B, Cheney M, and Ferrara M. On the relationship between the generalized likelihood ratio test and backprojection method for synthetic aperture imaging [C]. *Proceedings of SPIE*, 2009, Vol. 7335: 73350I.
- [20] Kay S M. *Fundamentals of Statistical Signal Processing: Detection Theory* [M]. Prentice Hall, NJ, Vol.2, 1998, Chapter 3.

汪玲:女,1977年生,副教授,研究方向为雷达信号处理。