

适用于宽带和窄带照射源的无源合成孔径雷达成像方法

汪玲 邓昊 王洁

(南京航空航天大学雷达成像与微波光子技术教育部重点实验室, 南京, 211106)

摘要: 无源合成孔径雷达成像利用外部照射源和运动接收机对感兴趣场景进行成像, 具有良好的电子对抗性, 并可降低系统成本, 利于系统小型化, 缓解频带拥挤。本文给出基于逆散射理论和微局部分析的无源合成孔径成像统一理论, 适用于沿任意轨迹运动的机载接收机和静止或运动的照射源。考虑发射两种发射波形: 窄带连续波(Continuous-wave, CW)和宽带脉冲波形, 相应给出两种新的无源合成孔径成像模式: 针对宽带脉冲波形的合成孔径无源成像(Synthetic aperture hitchhiker, SAH)和针对单频或超窄带连续波的多普勒合成孔径无源成像(Doppler synthetic aperture hitchhiker, DSAH)。首先建立回波相关信号模型, 该模型可消除与发射机相关的相位项, 然后利用滤波反投影理论和微局部分析对相关回波数据进行反演, 对应SAH和DSAH这两种无源模式, 分别将相关回波数据反投影到无源距离和无源多普勒等值线上, 给出详细的分辨率分析。最后通过仿真实验对成像方法进行验证。

关键词: 合成孔径雷达; 无源雷达; 成像; 机会照射源; 窄带

中图分类号: TN951 **文献标志码:** A

Passive Synthetic Aperture Radar Imaging Methods for Wideband and Narrowband Illuminators of Opportunity

Wang Ling, Deng Hao, Wang Jie

(Key Laboratory of Radar Imaging and Microwave Photonics, Ministry of Education, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing, 211106, China)

Abstract: Passive synthetic aperture radar imaging uses illuminators of opportunity and moving receivers to image the scene of interest and has good electronic antagonism. It can also reduce system cost, benefit to system miniaturization and ease frequency band congestion. In this paper, we present a unified theory for passive synthetic aperture radar imaging based on inverse scattering and microlocal analysis. It is suitable for airborne receivers flying along arbitrary flight trajectories and static or moving illuminators of opportunity. Two types of waveforms are considered: narrowband continuous-wave (CW) waveforms and wideband pulsed waveforms. Our theory results in two novel synthetic aperture imaging modalities: Synthetic aperture hitchhiker (SAH) that uses wideband pulsed waveforms and Doppler synthetic aperture Hitchhiker (DSAH) that uses single-frequency or ultra-narrowband CW waveforms. First, we develop measurement models which are able to remove the transmitter-related terms in the phase of the correlated measurements. We use filtered backprojection (FBP) theory and microlocal analysis to develop ap-

proximate inversion formulas for SAH and DSAH. The inversion formulas involve backprojection of the correlated measurements onto iso-passive-range and iso-passive-Doppler contours for SAH and DSAH imaging, respectively. Detailed resolution analysis is given. Finally, we present numerical simulations to demonstrate our theoretical results.

Key words: synthetic aperture radar; passive radar; imaging; illuminators of opportunity; narrow band

引言

随着广播站、移动通讯基站和导航卫星等机会照射源数目的迅速增长,以及低成本接收机可快速部署的应用优势,近年来无源成像成为雷达领域的研究热点之一^[1-25]。现有的大多数无源探测方法都集中在固定接收机配置下的目标检测和空中目标成像^[1-18],较少涉及地面场景的无源合成孔径成像。而且,大部分无源雷达需要设置一个辅助接收通道接收来自照射源的直达波信号,从中获取发射波形,与回波信号相关完成匹配滤波,这要求接收天线具有良好的方向性和预知照射源位置信息。这种接收信号处理无疑增加了雷达系统的复杂性。研究无需外部照射源信息的无源合成孔径雷达成像方法将使无源探测摆脱对发射源信息的依赖,并解决地面大场景的无源成像,可更好地发挥无源探测模式的优势。

文献[19-25]针对无源合成孔径成像相继开展了研究,给出了照射源信息已知情况下的无源成像方法^[19,20],并对基于回波相关模型、无需照射源信息的无源成像方法进行了初步研究^[21-25]。本文在逆散射理论和微局部分析的基础上给出无源合成孔径成像统一理论,并进行分辨率分析。该成像理论将基于反投影的图像重建方法与统计波束形成方法、模糊理论联系起来^[26-28]。与现有的无源雷达检测方法相比,该无源成像理论的优势主要体现在^[21,22]:(1)可以工作在发射源波形、位置信息完全未知的情况下,即适用于非合作发射源,不再依赖参考通道获取发射波形信息;(2)适用于静止或运动的机会照射源;(3)适用于一个或多个机载接收机;(4)适用于任意载机飞行轨迹。该无源合成孔径成像理论也适用于声学、地球物理学和医学领域的无源合成孔径成像。

文中假设场景中多架接收机沿着任意航迹运动,并考虑两类照射源波形:窄带或超窄带连续波和宽带脉冲波形。基于窄带连续波(Continuous-wave,CW)的高多普勒分辨率特性,利用多普勒分辨进行成像的无源 SAR 称为多普勒合成孔径无源成像(Doppler synthetic aperture hitchhiker, DSAH)^[21],而利用宽带波形的高距离分辨率进行成像的无源 SAR 称为合成孔径无源成像(Synthetic aperture hitchhiker, SAH)^[22]。首先将不同接收机或接收机不同位置的接收回波信号进行相关,构建成像数据模型,该相关回波模型可去除发射机相关的相位项,因此成像不需要获得发射机的位置。DSAH 模型不依据“停-走-停”近似,而是基于快时间多普勒效应(Temporal Doppler)或脉内多普勒效应,而 SAH 模型依据“停-走-停”近似,本质上仍然基于空间多普勒(Spatial Doppler)或慢时间多普勒。忽略快时间多普勒,DSAH 模型退变为 SAH 模型。对 DSAH 和 SAH 成像数据模型的高频分析表明,相关回波模型是将场景辐射率分别投影到无源等多普勒线和无源等距离线上。采用滤波反投影方法对相关信号进行成像处理,实现场景辐射率的重建,成像分辨率的分析结果与模糊理论相一致^[26,27]。仿真成像验证了 DSAH 和 SAH 两种无源 SAR 成像的可行性。

1 回波模型

假设接收机对和发射机的位置分别为 \mathbf{T} 和 \mathbf{R} ,则接收信号可以表示为^[29]

$$f(t, \mathbf{R}, \mathbf{T}) \approx \int \frac{\dot{p}(t - (|\mathbf{R} - \mathbf{z}| + |\mathbf{z} - \mathbf{T}|)/c_0)}{(4\pi)^2 |\mathbf{R} - \mathbf{z}| |\mathbf{z} - \mathbf{T}|} J_{\text{tr}}(\widehat{\mathbf{z} - \mathbf{T}, \mathbf{T}}) J_{\text{rc}}(\widehat{\mathbf{z} - \mathbf{R}, \mathbf{R}}) V(\mathbf{z}) dz \quad (1)$$

式中: t 代表时间; c_0 代表自由空间的电磁波速率; $V(\mathbf{z})$ 代表场景散射率函数; $p(t)$ 为发射波形; J_{tr} 和

J_{tr} 分别是发射和接收天线方向性图。

定义 $\mathbf{z} = (\mathbf{z}, \phi(\mathbf{z})) \in \mathbf{R}^3$, 其中 $\mathbf{z} \in \mathbf{R}^2$ 且 $\phi: \mathbf{R}^2 \rightarrow \mathbf{R}$ 表示地形函数。场景散射率函数可写为

$$V(\mathbf{z}) = \rho(\mathbf{z})\delta(\mathbf{z} - \phi(\mathbf{z})) \quad (2)$$

假设发射源固定, 令 $\mathbf{T} \in \mathbf{R}^3$ 表示发射源的位置, 有 N 架机载接收机, 沿轨迹 $\gamma_i(t')$ ($i=1, \dots, N$) 运动, 如图 1 所示。以 $t'=s$ 为开始时刻, 并在较短时间内对 $\gamma_i(t+s)$ 在 $t=0$ 附近进行泰勒级数展开, 引入一阶近似, 则第 i 架接收机接收到的信号为

$$e_i(t+s) = f(t+s, \gamma_i(t+s), \mathbf{T}) = \int \frac{\ddot{p}[\alpha_i(s, \mathbf{z})t+s - (|\gamma_i(s) - \mathbf{z}| + |\mathbf{z} - \mathbf{T}|)/c_0]}{(4\pi)^2 |\gamma_i(t+s) - \mathbf{z}| |\mathbf{z} - \mathbf{T}|} \times \quad (3)$$

$$J_{tr}(\mathbf{z} - \mathbf{T}, \mathbf{T}) J_{rc}(\mathbf{z} - \gamma_i(t+s), \gamma_i(t+s)) \rho(\mathbf{z}) d\mathbf{z}$$

式中: t' 表示绝对时间; t 表示起始于 $t'=s$ 时间段内的相对时间; $\alpha_i(s, \mathbf{z})$ 是由第 i 架接收机运动引起的多普勒尺度因子, 有

$$\alpha_i(s, \mathbf{z}) = 1 - \frac{\widehat{\gamma_i(s) - \mathbf{z}} \cdot \dot{\gamma}_i(s)}{c_0} \quad (4)$$

式中 $\dot{\gamma}_i(s)$ 表示接收机的速度。

将接收信号 e_i 和 e_j 进行相关, 有

$$c_{ij}(s', s, \mu) = \int e_i(t+s') e_j^*(\mu t+s) \varphi(t) dt \quad (5)$$

式中: $s, s' \in \mathbf{R}; \mu \in \mathbf{R}^+$; $i, j=1, \dots, N$; $\varphi(t)$ 表示以 $t=0$ 为中心的时间窗函数。

假设发射源为非合作, 即发射机的位置 \mathbf{T} 和 J_{tr} 未知, 并假设 J_{tr} 和场景散射率函数 ρ 统计独立, 则相关回波的期望 $E[c_{ij}]$ 可以表示为

$$E[c_{ij}](s', s, \mu) \approx \iiint \frac{\ddot{p}[\alpha_i(s, \mathbf{z})t+s' - (|\gamma_i(s') - \mathbf{z}| + |\mathbf{z} - \mathbf{T}|/c_0)] \times \ddot{p}^*[\mu\alpha_j(s, \mathbf{z}')t+s - (|\gamma_j(s) - \mathbf{z}'| + |\mathbf{z}' - \mathbf{T}|/c_0)] \times C_\rho(\mathbf{z}, \mathbf{z}') C_{J_{tr}}(\mathbf{z}, \mathbf{z}', \mathbf{T}) A_{R_s}(\mathbf{z}, \mathbf{z}', t, s', s, \mu)}{(4\pi)^4 G_{ij}(\mathbf{z}, \mathbf{z}', s', s, \mu)} d\mathbf{z} d\mathbf{z}' dt \quad (6)$$

式中 C_ρ 和 $C_{J_{tr}}$ 分别为 J_{tr} 和 ρ 的相关函数, 即

$$C_\rho(\mathbf{z}, \mathbf{z}') = E[\rho(\mathbf{z})\rho^*(\mathbf{z}')] \quad (7)$$

$$C_{J_{tr}}(\mathbf{z}, \mathbf{z}', \mathbf{T}) = E[J_{tr}(\mathbf{z} - \mathbf{T}, \mathbf{T}) J_{tr}^*(\mathbf{z}' - \mathbf{T}, \mathbf{T})] \quad (8)$$

A_{R_s} 为接收机天线波束图的乘积

$$A_{R_s}(\mathbf{z}, \mathbf{z}', t, s', s, \mu) = J_{rc}(\mathbf{z} - \widehat{\gamma_i(t+s')}, \gamma_i(t+s')) J_{rc}^*(\mathbf{z}' - \widehat{\gamma_j(\mu t+s)}, \gamma_j(\mu t+s)) \quad (9)$$

G_{ij} 为

$$G_{ij}(\mathbf{z}, \mathbf{z}', s', s) = |\mathbf{T} - \mathbf{z}| |\mathbf{T} - \mathbf{z}'| |\gamma_i(s') - \mathbf{z}| |\gamma_j(s) - \mathbf{z}'| \quad (10)$$

对 J_{tr} 和 ρ 进行非相干近似^[30], 使 J_{tr} 和 ρ 满足以下等式

$$C_\rho(\mathbf{z}, \mathbf{z}') = R_\rho(\mathbf{z})\delta(\mathbf{z} - \mathbf{z}') \quad (11)$$

$$C_{J_{tr}}(\mathbf{z}, \mathbf{z}', \mathbf{T}) = R_T(\mathbf{z})\delta(\mathbf{z} - \mathbf{z}') \quad (12)$$

式中: R_ρ 是场景中 \mathbf{z} 处的电磁辐射平均功率^[30]; R_T 是接收机位置 \mathbf{T} 处发射的电磁辐射到目标点 \mathbf{z} 处的平均功率。因此, R_ρ 其实就是场景辐射率, 而 R_T 为发射机的发射功率。

将式(11)和式(12)代入式(6), 得到

$$E[c_{ij}](s', s, \mu) \approx \iiint \ddot{p}[\alpha_i(s', \mathbf{z})t+s' - (|\gamma_i(s') - \mathbf{z}| + |\mathbf{z} - \mathbf{T}|/c_0)] \times$$

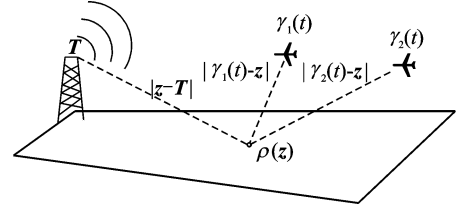


图 1 无源 SAR 成像场景示意图

Fig. 1 Illustration of the imaging geometry

$$\dot{p}^*(\mu\alpha_j(s, \mathbf{z})t + s - (|\boldsymbol{\gamma}_j(s) - \mathbf{z}| + |\mathbf{z} - \mathbf{T}|/c_0)) \times \frac{R_\rho(\mathbf{z})R_T(\mathbf{z})A_{R_\rho}(\mathbf{z}, \mathbf{z}, t, s', s, \mu)}{(4\pi)^4 G_{ij}(\mathbf{z}, \mathbf{z}, s', s, \mu)} \varphi(t) d\mathbf{z} dt \quad (13)$$

成像就是从 $E[c_{ij}](s', s, \mu)$ 中重建场景辐射率 R_ρ 。

1.1 DSAH 成像模型

DSAH 无源成像中,发射源波形为窄带或超窄带连续波,因此假设 $p(t) = e^{i\omega_0 t} \tilde{p}(t)$, 其中 ω_0 是雷达工作载频, $\tilde{p}(t)$ 为发射波形的复包络。式(13)经过简化可得

$$E[c_{ij}(s', s, \mu)] \approx F_{ij}^{\text{DSAH}}[R_\rho](s', s, \mu) = \iint e^{-i\varphi_{ij}^{\text{DSAH}}(t, \mathbf{z}, s', s, \mu)} A_{ij}^{\text{DSAH}}(\mathbf{z}, t, s', s, \mu) R_\rho(\mathbf{z}) d\mathbf{z} dt \quad (14)$$

式中

$$\varphi_{ij}^{\text{DSAH}}(t, \mathbf{z}, s', s, \mu) = \omega_0 \alpha_j(s, \mathbf{z}) t [\mu - S_{ij}(s', s, \mathbf{z})] \quad (15)$$

$$S_{ij}(s', s, \mathbf{z}) = \frac{\alpha_i(s', \mathbf{z})}{\alpha_j(s, \mathbf{z})} = \frac{1 - (\boldsymbol{\gamma}_i(s') - \mathbf{z}) \cdot \dot{\boldsymbol{\gamma}}_i(s')/c_0}{1 - (\boldsymbol{\gamma}_j(s) - \mathbf{z}) \cdot \dot{\boldsymbol{\gamma}}_j(s)/c_0} \quad (16)$$

$$A_{ij}^{\text{DSAH}}(\mathbf{z}, t, s', s, \mu) = \frac{\omega_0^4 R_T(\mathbf{z}) A_{\tilde{p}}(\mathbf{z}, \mathbf{z}, t, s', s, \mu) A_{R_\rho}(\mathbf{z}, \mathbf{z}, t, s', s, \mu) \varphi(t)}{(4\pi)^4 G_{ij}(\mathbf{z}, \mathbf{z}, t, s', s, \mu)} \times e^{i\omega_0(s' - t - (|\boldsymbol{\gamma}_i(s') - \mathbf{z}| + |\boldsymbol{\gamma}_j(s) - \mathbf{z}|)/c_0)} \quad (17)$$

$S_{ij}(s', s, \mathbf{z})$ 定义为无源多普勒尺度变换因子, $A_{\tilde{p}}$ 为发射波形复包络的乘积。

$$A_{\tilde{p}} = \tilde{p}(\alpha_i(s', \mathbf{z})t + s' - (|\boldsymbol{\gamma}_i(s') - \mathbf{z}| + |\mathbf{T} - \mathbf{z}|/c_0)) \tilde{p}^*(\mu\alpha_j(s, \mathbf{z})t + s - (|\boldsymbol{\gamma}_j(s) - \mathbf{z}| + |\mathbf{T} - \mathbf{z}'|/c_0)) \quad (18)$$

对于发射机位置和天线方向性图已知的合作机会源, J_{tr} 为确定项, $R_T(\mathbf{z}) = J_{\text{tr}}(\widehat{\mathbf{z} - \mathbf{T}}, \mathbf{T}) J_{\text{tr}}^*(\widehat{\mathbf{z} - \mathbf{T}}, \mathbf{T})$ 。

式(14)给出 DSAH 成像数据模型,将式(14)中的 F_{ij}^{DSAH} 称为 DSAH 前向模型算子,该算子描述场景辐射率和统计相关回波模型之间的映射关系。 $\varphi_{ij}^{\text{DSAH}}$ 和 A_{ij}^{DSAH} 分别为 F_{ij}^{DSAH} 的相位项和幅度项。从式(15)和式(16)可以看出,尺度变换和平移后的接收信号经过相关运算后,在前向模型中去除了与发射机有关的相位项。

对式(14)进行高频分析发现^[21],主导项取决于由地面 $(\mathbf{z}, \psi(\mathbf{z}))$ 和满足 $\{\mathbf{z} \in \mathbf{R}^3 : S_{ij}(\tau', \tau, \mathbf{z}) = \mu\}$ 的点相交得到的临界点。定义由临界点形成的曲线为

$$F_{ij}^{\text{DSAH}}(s', s, \mu) = \{\mathbf{z} : S_{ij}(s', s, \mathbf{z} = (\mathbf{z}, \psi(\mathbf{z}))) = \mu\} \quad (19)$$

当接收机的速度远小于光速时,将式(20)括号里的等式左右两边同时乘以 ω_0 , 并进行整理后得到

$$\frac{\omega_0}{c_0} [(\boldsymbol{\gamma}_i(s') - \mathbf{z}) \cdot \dot{\boldsymbol{\gamma}}_i(s') - (\boldsymbol{\gamma}_j(s) - \mathbf{z}) \cdot \dot{\boldsymbol{\gamma}}_j(s)] = (1 - \mu)\omega_0 \quad (20)$$

式(20)左边定义了频率 ω_0 下的无源多普勒因子^[21], 因此称 $F_{ij}^{\text{DSAH}}(s', s, \mu)$ 为无源多普勒等值线。图2给出了两架接收载机在平坦地形上方绕圆形轨迹(虚线表示)飞行的多普勒等值线图。黑色和白色箭头表示接收载机在该时刻的位置。

1.2 SAH 成像模型

SAH 成像模式中的发射源发射宽带脉冲波形,脉内多采用线性频率调制(Linear frequency modulation, LFM)。波形可写为 $p(t) = \sum_{n=1}^N \text{rect}[(t - nT_r)/T_u] e^{i\pi k(t - nT_r)^2} e^{i\omega_0 t}$, 其中 k 为调频斜率, T_u 为脉宽, T_r 为脉冲重复周期。当接收机的速度远小于光速,使用“停一走一停”近似,对多普勒尺度变换因子进行近似,即引入 $\alpha_i(s, \mathbf{z}) \approx 1$ 。以 s' 位起始时刻,由式(3)可得第 i 个接收机接收到的信号,可以近似表示为

$$e_i(t + s') \approx \int \frac{\dot{p}(t + s' - (|\boldsymbol{\gamma}_i(s') - \mathbf{z}| + |\mathbf{z} - \mathbf{T}|)/c_0)}{(4\pi)^2 |\boldsymbol{\gamma}_i(s') - \mathbf{z}| |\mathbf{z} - \mathbf{T}|} \times$$

$$J_{\mathbf{r}}(\mathbf{z}-\mathbf{T}, \mathbf{T}) J_{\mathbf{r}}(\mathbf{z}-\boldsymbol{\gamma}_i(s'), \boldsymbol{\gamma}_i(s')) \rho(\mathbf{z}) d\mathbf{z} \quad (21)$$

为利用 SAH 发射源波形的高距离分辨率,按照式(22)构建 SAH 的前向成像数据模型,有

$$d_{ij}(s', s, \tau) = c_{ij}(s', s - \tau, 1) = \int e_i(t + s') e_j^*(t + s - \tau) \varphi(t) dt \quad (22)$$

式(22)对应 e_i 和 e_j 在快时间和慢时间二维时间域上进行相关,也称为空时相关,其中 τ 对应快时间延迟。在 SAH 成像中, s', s 的采样率通常与脉冲重复频率一致。

进一步利用式(21)可得 $d_{ij}(s', s, \tau)$ 的期望为

$$E[d_{ij}(s', s, \tau)] \approx F_{ij}^{\text{SAH}}[R_\rho](s, s', \tau) = \iint e^{-i\varphi_{ij}^{\text{SAH}}(\omega, \mathbf{z}, s, s', \tau)} A_{ij}^{\text{SAH}}(\mathbf{z}, \omega, s, s') R_\rho(\mathbf{z}) d\mathbf{z} dt \quad (23)$$

式中

$$\varphi_{ij}^{\text{SAH}}(\omega, \mathbf{z}, s', s, \tau) = \omega[r_{ij}(s', s, \mathbf{z})/c_0 + s - s' - \tau] \quad (24)$$

$$A_{ij}^{\text{SAH}}(\mathbf{z}, \omega, s', s) = \frac{\omega^4 |\hat{p}(\omega)|^2 R_T(\mathbf{z}) \tilde{A}_{R_i}(\mathbf{z}, \mathbf{z}, s', s) \varphi(t)}{(4\pi)^4 G_{ij}(\mathbf{z}, \mathbf{z}, s', s)} \quad (25)$$

式(24)中

$$r_{ij}(s', s, \mathbf{z}) = |\boldsymbol{\gamma}_i(s') - \mathbf{z}| - |\boldsymbol{\gamma}_j(s) - \mathbf{z}| \quad (26)$$

称之为无源距离。式(25)中 $\tilde{A}_{R_i}(\mathbf{z}, \mathbf{z}', s', s) = A_{R_i}(\mathbf{z}, \mathbf{z}', 0, s', s, 1)$, A_{R_i} 由式(9)给出,式(25)中的 G_{ij} 由式(10)给出。与 DSAH 近似,对于合作机会源, $J_{\mathbf{r}}$ 是确定的,用 $J_{\mathbf{r}}(\mathbf{z}-\mathbf{T}, \mathbf{T}) J_{\mathbf{r}}^*(\mathbf{z}-\mathbf{T}, \mathbf{T})$ 替代 $\tilde{R}_T(\mathbf{z})$ 。

“停-走-停”假设下, $\varphi_{ij}^{\text{DSAHAH}} \approx 0$, $\varphi_{ij}^{\text{SAHAH}}$ 由 A_{ij}^{DSAHAH} 的指数项给出(见式(18))。在 SAH 成像中需利用快时间延迟信息,即用 $s-\tau$ 代替 s 。对比 DSAH 和 SAH,可以发现 DSAH 成像考虑了孔径采样间隔内接收机的位置变化,基于快时间多普勒。而 SAH 成像基于“停-走-停”假设,忽略了孔径采样间隔内接收机运动导致的距离变化,由 DSAH 模型可推导出 SAH 模型。

将式(23)中的 F_{ij}^{DSAHAH} 称为 SAH 前向模型算子, $\varphi_{ij}^{\text{SAHAH}}$ 和 A_{ij}^{SAHAH} 称为 F_{ij}^{SAHAH} 的相位项和幅度项。值得注意的是,与 DSAH 类似,接收信号经过相关运算,从 F_{ij}^{SAHAH} 中去除了与发射机有关的相位项。

式(23)的主导项取决于地面和满足 $\{x \in \mathbf{R}^3: r_{ij}(s', s, \mathbf{z}) = c_0(\tau + s' - s)\}$ 的点相交得到的临界点^[22]。相交点集可表示为

$$H_{ij}(s', s, \tau) = \{\mathbf{z}: r_{ij}(s', s, \mathbf{z}) = c_0(\tau + s' - s)\} \quad (27)$$

定义式(27)对应的曲线 $H_{ij}(s', s, \tau)$ 为无源距离等值线。图 3 给出了平坦地形假设下,接收机绕圆形轨迹飞行某一孔径采样时刻的无源距离等值线图。黑色和白色箭头表示接收载机某个采样时刻的位置。

2 成像方法

成像的目标是从 $E[c_{ij}](s', s, \mu)$ 中重建场景辐射率 R_ρ 。本文采用滤波反投影完成对场景辐射率的重建,对应 DSAH 成像,是将相关回波数据反投影到无源多普勒等值线上,而对于 SAH 成像,是将相关回波数据反投影到无源距离等值线上,可根据不同的准则^[31]确定滤波器。本文选择使成像点扩展函数(Point spread function, PSF)的主导项为 Dirac-delta 函数。滤波器的选择不仅确保在正确的位置和方向重建场景辐射率的可见边缘^[32],而且幅度不失真^[29, 31-33]。

2.1 DSAH 滤波反投影算法

DSAHAH 成像可描述为^[21]

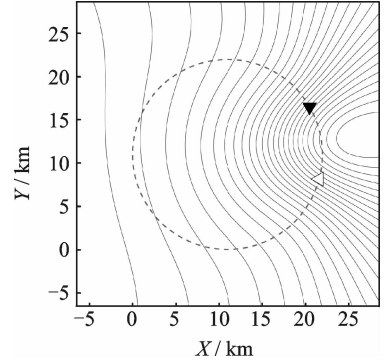


图 2 两个接收平台沿同一圆形轨迹飞行,某一时刻对应的无源多普勒等值线

Fig. 2 DSAH iso-Doppler contours for two receivers traversing a circular flight trajectory

$$\tilde{R}_\rho^{\text{DSAH}}(\mathbf{z}) = \sum_{ij} \int K_{ij}^{\text{DSAH}} [E[c_{ij}]](\mathbf{z}, s') ds' \quad (28)$$

$$K_{ij}^{\text{DSAH}} [E[c_{ij}]](\mathbf{z}, s') = \iiint e^{i\varphi_{ij}^{\text{DSAH}}(\mathbf{z}, \mathbf{z}', s, s')} Q_{ij}^{\text{DSAH}}(\mathbf{z}, t, s', s) E[c_{ij}(s', s, \mu)] dt ds d\mu \quad (29)$$

式中: K_{ij}^{DSAH} 为利用第 i 个和第 j 个接收机的 DSAH 滤波反投影成像算子; Q_{ij}^{DSAH} 为滤波器。

将式(14)代入式(29), 经过化简可得

$$\begin{aligned} \tilde{R}_\rho^{\text{DSAH}}(\mathbf{z}) &= \sum_{ij} K_{ij}^{\text{DSAH}} F_{ij}^{\text{DSAH}} [R_\rho](\mathbf{z}) = \\ &= \sum_{ij} \iiint e^{i\omega_0 t [1 - (\boldsymbol{\gamma}_i(s) - \mathbf{z}) \cdot \dot{\boldsymbol{\gamma}}_i(s) / c_0] [S_{ij}(s', s, \mathbf{z}) - S_{ij}(s', s, \mathbf{z}')] } \times Q_{ij}^{\text{DSAH}}(\mathbf{z}, t, s', s) \times \\ &= A_{ij}^{\text{DSAH}}(\mathbf{z}', t, s', s, S_{ij}(s', s, \mathbf{z}')) R_\rho(\mathbf{z}') dt ds ds' dz' \quad (30) \end{aligned}$$

进一步将 $S_{ij}(\tau', \tau, \mathbf{z})$ 在 $\mathbf{z}' = \mathbf{z}$ 附近线性展开, $S_{ij}(\tau', \tau, \mathbf{z}') - S_{ij}(\tau', \tau, \mathbf{z}) \approx (\mathbf{z}' - \mathbf{z}) \cdot \nabla_{\mathbf{z}} S_{ij}(\tau', \tau, \mathbf{z})$ 。将结果代入式(30)中的相位, 令 $\Xi_{ij}^{\text{DSAH}}(s', s, \mathbf{z}) = \omega_0 [1 - (\boldsymbol{\gamma}_j(s) - \mathbf{z}) \cdot \dot{\boldsymbol{\gamma}}_j(s) / c_0] \nabla_{\mathbf{z}} S_{ij}(s', s, \mathbf{z}) =$

$$\frac{\omega_0}{c_0} D\psi(\mathbf{z}) \cdot \left[\frac{1}{|\boldsymbol{\gamma}_i(s') - \mathbf{z}|} \dot{\boldsymbol{\gamma}}_{i,\perp}(s') - \frac{S_{ij}(s', s, \mathbf{z})}{|\boldsymbol{\gamma}_j(s) - \mathbf{z}|} \dot{\boldsymbol{\gamma}}_{j,\perp}(s) \right] \quad (31)$$

式中 $D\psi(\mathbf{z})$ 为地面投影算子, 完成空间任一三维矢量向地表的投影, 其形式为

$$D\psi(\mathbf{z}) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \partial\psi(\mathbf{z})/\partial z_1 \\ 0 & 1 & \partial\psi(\mathbf{z})/\partial z_2 \end{bmatrix} \quad (32)$$

式(31)中的 $\dot{\boldsymbol{\gamma}}_{i,\perp}(s')$ 和 $\dot{\boldsymbol{\gamma}}_{j,\perp}(s)$ 分别为接收机速度 $\dot{\boldsymbol{\gamma}}_i(s')$ 和 $\dot{\boldsymbol{\gamma}}_j(s)$ 到垂直于 $\overline{\boldsymbol{\gamma}_i(s') - \mathbf{z}}$ 和 $\overline{\boldsymbol{\gamma}_j(s) - \mathbf{z}}$ 的平面上的投影。

将式(39)和式(40)代入式(37), 得到

$$\tilde{R}_\rho^{\text{DSAH}}(\mathbf{z}) \approx \iiint e^{-i\Xi_{ij}^{\text{DSAH}}(s', s, \mathbf{z})} Q_{ij}^{\text{DSAH}}(\mathbf{z}, t, s', s) A_{ij}^{\text{DSAH}}(\mathbf{z}, t, s', s) R_\rho(\mathbf{z}') dt ds dz' ds' \quad (33)$$

引入如下变量变换, 有

$$(t, s) \rightarrow \xi_{ij}^{\text{DSAH}} = t \Xi_{ij}^{\text{DSAH}}(s', s, \mathbf{z}) \quad (34)$$

式(33)转换为

$$\begin{aligned} \tilde{R}_\rho^{\text{DSAH}}(\mathbf{z}) &\approx \sum_{ij} \iiint \Omega_{ij, s', s, \mathbf{z}}^{\text{DSAH}} e^{i\omega_0(\mathbf{z}' - \mathbf{z}) \cdot \xi_{ij}^{\text{DSAH}}} Q_{ij}^{\text{DSAH}}(\mathbf{z}, t(\xi_{ij}^{\text{DSAH}}), s', s(\xi_{ij}^{\text{DSAH}})) \times \\ &= A_{ij}^{\text{DSAH}}(\mathbf{z}, t(\xi_{ij}^{\text{DSAH}}), s', s(\xi_{ij}^{\text{DSAH}})) \left| \frac{\partial(t, s)}{\partial \xi_{ij}^{\text{DSAH}}} \right| R_\rho(\mathbf{z}') d\xi_{ij}^{\text{DSAH}} dz' ds' \quad (35) \end{aligned}$$

式中: $|\partial(t, s) / \partial \xi_{ij}^{\text{DSAH}}|$ 是式(34)中变量变换产生的雅克比行列式。式(35)的积分域为

$$\Omega_{ij, s', s, \mathbf{z}}^{\text{DSAH}} = \{ \xi_{ij}^{\text{DSAH}} = t \Xi_{ij}^{\text{DSAH}}(s', s, \mathbf{z}) \mid A_{ij}^{\text{DSAH}}(\mathbf{z}, t, s', s) \neq 0, (t, s', s) \in (\mathbf{R}, \mathbf{R}, \mathbf{R}) \} \quad (36)$$

将 $\Omega_{ij, s', s, \mathbf{z}}^{\text{DSAH}}$ 定义为 DSAH 部分数据采集空间, 将 $\cup_{ij, s', s, \mathbf{z}} \Omega_{ij, s', s, \mathbf{z}}^{\text{DSAH}}$ 定义为 DSAH 数据采集空间^[21], 记为 Ω_z^{DSAH} , 它是部分数据采集空间构成的总数据采集空间。

选择如下的滤波器使 PSF 尽可能接近 Dirac-delta 函数, 即有

$$Q_{ij}^{\text{DSAH}}(\mathbf{z}, t, s', s) = \frac{A_{ij}^{\text{DSAH}}(\mathbf{z}, t, s', s, \mu)}{|A_{ij}^{\text{DSAH}}(\mathbf{z}, t, s', s, \mu)|^2} \frac{\chi_{\Omega_{ij, s', s, \mathbf{z}}^{\text{DSAH}}}(\mathbf{z}, t, s', s)}{|\partial(t, s) / \partial \xi_{ij}^{\text{DSAH}}|} \quad (37)$$

式中: $\chi_{\Omega_{ij, s', s, \mathbf{z}}^{\text{DSAH}}}$ 为平滑的截止函数, 在 $\Omega_{ij, s', s, \mathbf{z}}^{\text{DSAH}}$ 内部, 其值为 1; 在 $\Omega_{ij, s', s, \mathbf{z}}^{\text{DSAH}}$ 外部, 其值为 0。

可以证明 $K_{ij}^{\text{DSAH}} F_{ij}^{\text{DSAH}}$ 是伪微分算子^[29, 32], 选择式(37)给出的滤波器, 可以将场景辐射率的边缘重建在正确的位置, 同时也能够正确重建其方向。

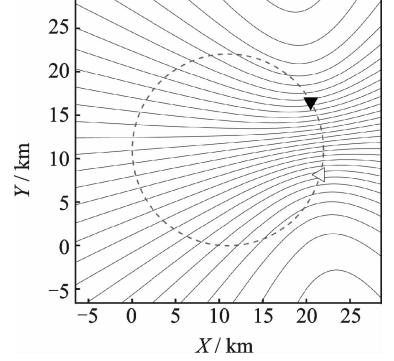


图3 两个接收平台沿同一圆形轨迹飞行, 某一时刻对应的无源距离等值线

Fig. 3 SAH iso-range contours for two receivers traversing a circular flight trajectory

2.2 SAH 滤波反投影算法

SAH 成像可描述为^[22]

$$\tilde{R}_\rho^{\text{SAH}}(\mathbf{z}) = \sum_{ij} \int K_{ij}^{\text{SAH}}[E[d_{ij}]](\mathbf{z}, s') ds' \quad (38)$$

$$K_{ij}^{\text{SAH}}[E[d]](\mathbf{z}, s') = \sum_{ij} \iiint e^{i\varphi_{ij}^{\text{SAH}}(\omega, \mathbf{z}, s', s, \tau)} \mathbf{Q}_{ij}^{\text{SAH}}(\mathbf{z}, \omega, s', s) d(s', s, \tau) d\tau d\omega ds' \quad (39)$$

式中: K_{ij}^{SAH} 为利用第 i 个和第 j 个接收机的 SAH 滤波反投影成像算子; $\mathbf{Q}_{ij}^{\text{SAH}}$ 为滤波器。

将式(23)代入式(39), 利用驻留相位定理, 近似得到

$$\tilde{R}_\rho^{\text{SAH}}(\mathbf{z}) = \sum_{ij} K_{ij}^{\text{SAH}} F_{ij}^{\text{SAH}}[R_\rho](\mathbf{z}) = \iiint e^{i\omega[r_\rho(s', s, \mathbf{z}') - r_\rho(s', s, \mathbf{z})]/c} \mathbf{Q}_{ij}^{\text{SAH}}(\mathbf{z}, \omega, s', s) A_{ij}^{\text{SAH}}(\mathbf{z}', \omega, s', s) R_\rho(\mathbf{z}') d\omega ds' dz' \quad (40)$$

对 $r_{ij}(s', s, \mathbf{z}')$ 在 $\mathbf{z}' = \mathbf{z}$ 附近线性展开, $r_{ij}(s', s, \mathbf{z}') - r_{ij}(s', s, \mathbf{z}) = (\mathbf{z}' - \mathbf{z}) \Xi_{ij}^{\text{SAH}}(s', s, \mathbf{z})$, 其中

$$\Xi_{ij}^{\text{SAH}}(s', s, \mathbf{z}) = D\psi(\mathbf{z}) \cdot (\boldsymbol{\gamma}_j(s) - \overline{\boldsymbol{\gamma}_j(s') - \mathbf{z}}) \quad (41)$$

将式(41)代入式(40), 并进行如下的变量代换

$$(\omega, s) \rightarrow \xi_{ij}^{\text{SAH}} = \frac{\omega}{c_0} \Xi_{ij}^{\text{SAH}}(s', s, \mathbf{z}) \quad (42)$$

可得

$$\begin{aligned} \tilde{R}_\rho^{\text{SAH}}(\mathbf{z}) &\approx \iiint_{\Omega_{ij, s', z}^{\text{SAH}}} e^{i(\mathbf{z}' - \mathbf{z}) \cdot \xi_{ij}^{\text{SAH}}} \mathbf{Q}_{ij}^{\text{SAH}}(\mathbf{z}, \omega(\xi_{ij}^{\text{SAH}}), s', s(\xi_{ij}^{\text{SAH}})) \times \\ &A_{ij}^{\text{DSAH}}(\mathbf{z}, \omega(\xi_{ij}^{\text{SAH}}), s', s(\xi_{ij}^{\text{SAH}})) \left| \frac{\partial(\omega, s)}{\partial \xi_{ij}^{\text{SAH}}} \right| R_\rho(\mathbf{z}') d\xi_{ij}^{\text{SAH}} dz' ds' \end{aligned} \quad (43)$$

式中: $|\partial(\omega, s)/\partial \xi_{ij}^{\text{SAH}}|$ 是式(42)中变量变换产生的雅克比行列式。式(43)的积分域为

$$\Omega_{ij, s', z}^{\text{SAH}} = \left\{ \xi_{ij}^{\text{SAH}} = \frac{\omega}{c_0} \Xi_{ij}^{\text{SAH}}(s', s, \mathbf{z}) \mid A_{ij}^{\text{SAH}}(\mathbf{z}, \omega, s', s) \neq 0, (\omega, s', s) \in (\mathbf{R}, \mathbf{R}, \mathbf{R}) \right\} \quad (44)$$

$\Omega_{ij, s', z}^{\text{SAH}}$ 表示针对每个 s' 采样和每对接收机的 SAH 成像的部分数据采集空间^[22], 而 $\cup_{ij, s'} \Omega_{ij, s', z}^{\text{SAH}}$ 为 SAH 的总数据采集空间, 记为 Ω_z^{SAH} , 它是部分集合构成的总集合。

选择如下的滤波器使 PSF 尽可能接近 Dirac-delta 函数, 有

$$\mathbf{Q}_{ij}^{\text{SAH}}(\mathbf{z}, \omega, s', s) = \frac{A_{ij}^{\text{SAH}*}(\mathbf{z}, \omega, s', s)}{|A_{ij}^{\text{SAH}}(\mathbf{z}, \omega, s', s)|^2} \frac{\chi_{\Omega_{ij, s', z}^{\text{SAH}}}(\mathbf{z}, \omega, s', s)}{|\partial(\omega, s)/\partial \xi_{ij}^{\text{SAH}}|} \quad (45)$$

式中: $\chi_{\Omega_{ij, s', z}^{\text{SAH}}}$ 为平滑的截止函数, 在 $\Omega_{ij, s', z}^{\text{SAH}}$ 内部, 值为 1; 在 $\Omega_{ij, s', z}^{\text{SAH}}$ 外部, 其值为 0。

通过式(45)选择合适的滤波器, 可以在正确的位置和方向重建场景辐射率的可见边缘, 而且确保幅度不失真。

3 分辨率分析

将式(37)和式(45)分别代入式(35)和式(43), 可以得到

$$\tilde{R}_\rho^{\text{DSAH}}(\mathbf{z}) \approx \sum_{ij} \iiint_{\Omega_{ij, s', z}^{\text{DSAH}}} e^{-i(\mathbf{z}' - \mathbf{z}) \cdot \xi_{ij}^{\text{DSAH}}} R_\rho(\mathbf{z}') dz' d\xi_{ij}^{\text{DSAH}} ds' \quad (46)$$

$$\tilde{R}_\rho^{\text{SAH}}(\mathbf{z}) \approx \sum_{ij} \iiint_{\Omega_{ij, s', z}^{\text{SAH}}} e^{i(\mathbf{z}' - \mathbf{z}) \cdot \xi_{ij}^{\text{SAH}}} R_\rho(\mathbf{z}') dz' d\xi_{ij}^{\text{SAH}} ds' \quad (47)$$

式(46)和式(47)表明, 在 DSAH 和 SAH 成像中, $\tilde{R}_\rho^{\text{DSAH}}$ 和 $\tilde{R}_\rho^{\text{SAH}}$ 是 R_ρ 的带限近似, 分别由 Ω_z^{DSAH} 和 Ω_z^{SAH} 确定。数据采集空间决定了重建图像的分辨率, 数据采集空间越大, 图像分辨率越高。

式(46)和式(47)进行微局部分析可以发现, 若边缘的法向量 \mathbf{n}_z 包含在 Ω_z^{DSAH} 和 Ω_z^{SAH} 中, 即存在 i, j, s' 和 s 使得 ξ_{ij}^{DSAH} 或 ξ_{ij}^{SAH} 平行于 \mathbf{n}_z , 那么点 \mathbf{z} 的边缘可见^[29, 31-33]。

ξ_{ij}^{DSAH} 和 ξ_{ij}^{SAH} 对点 \mathbf{z} 重建分辨率的贡献可由 ξ_{ij}^{DSAH} 和 ξ_{ij}^{SAH} 的模长来衡量, ξ_{ij}^{DSAH} 和 ξ_{ij}^{SAH} 模的长短相当于带

宽的大小,即有

$$\frac{\omega_0}{c_0} L_\varphi \left| D\psi(\mathbf{z}) \cdot \left[\frac{1}{|\boldsymbol{\gamma}_i(s') - \mathbf{z}|} \dot{\boldsymbol{\gamma}}_{i,\perp}(s') - \frac{S_{ij}(s', s, \mathbf{z})}{|\boldsymbol{\gamma}_j(s) - \mathbf{z}|} \dot{\boldsymbol{\gamma}}_{j,\perp}(s) \right] \right| \quad (48)$$

$$\frac{B_\omega}{c_0} |D\psi(\mathbf{z}) \cdot (\overline{\boldsymbol{\gamma}_j(s) - \mathbf{z}} - \overline{\boldsymbol{\gamma}_i(s') - \mathbf{z}})| \quad (49)$$

式中: L_φ 为窗函数长度或一个孔径采样时刻参与成像处理的信号长度, B_ω 为发射信号带宽。

式(48)表明,DSAH无源成像中, L_φ 越长, ξ_{ij}^{DSAH} 模值越大,且发射信号的载频 ω_0 越高, ξ_{ij}^{DSAH} 的模值越大,重建图像的分辨率越高。分辨率取决于距离 $|\boldsymbol{\gamma}_i(s') - \mathbf{z}|$ 、 $|\boldsymbol{\gamma}_j(s) - \mathbf{z}|$ 和接收机的速度 $\dot{\boldsymbol{\gamma}}_{i,\perp}$ 和 $\dot{\boldsymbol{\gamma}}_{j,\perp}$ 。当散射点远离接收机或接收机的速度降低时, ξ_{ij}^{DSAH} 模值变小,图像分辨率变低。

式(49)表明,SAH无源成像中, B_ω 越大, ξ_{ij}^{SAH} 模值越大,图像的分辨率越高。分辨率取决于向量 $\overline{\boldsymbol{\gamma}_j(s) - \mathbf{z}}$ 和 $\overline{\boldsymbol{\gamma}_i(s') - \mathbf{z}}$ 的夹角,夹角越大, ξ_{ij}^{SAH} 的模值越大,分辨率越高。

另外,在DSAH或SAH成像中,孔径采样样本和成像使用时间窗长度的增加,也会增大数据采集空间,提高成像分辨率。

4 仿真验证

仿真场景为 $[0, 22] \text{ km} \times [0, 22] \text{ km}$ 的平坦地势,离散成 128×128 个像素点, $[0, 0, 0] \text{ km}$ 和 $[22, 22, 0] \text{ km}$ 分别对应像素点(1,1)和(128,128)。假设发射机和接收机的天线均为各向同性。仿真使用两部机载接收机和单个固定的发射机,发射机的位置为 $y_0 = (0, 0, 6.5) \text{ km}$ 。两接收机沿同一圆轨迹飞行,圆轨迹方程为

$$\boldsymbol{\gamma}_c(\bar{s}) = (11 + 11\cos(\bar{s}), 11 + 11\sin(\bar{s}), 6.5) \text{ km} \quad (50)$$

定义 $\boldsymbol{\gamma}_1(\bar{s})$ 和 $\boldsymbol{\gamma}_2(\bar{s})$ 为两架接收机的轨迹,其中 $\boldsymbol{\gamma}_1(\bar{s}) = \boldsymbol{\gamma}_c(\bar{s})$, $\boldsymbol{\gamma}_2(\bar{s}) = \boldsymbol{\gamma}_c(\bar{s} - \pi/6)$ 。 $\bar{s} = Vt/R$,其中 V 是接收机的速率,仿真中假设为 261 m/s , R 是圆轨迹的半径, $R = 11 \text{ km}$ 。

根据非相干近似,采用以下多点目标模型

$$\rho(\mathbf{z}) = \sum_{l=1}^L g_l \delta(\mathbf{z} - \mathbf{z}_l) \quad (51)$$

式中 $g_l (l=1, \dots, L)$ 是均值为 μ_l 、方差为 σ_l^2 独立的高斯随机变量。相应的场景辐射为

$$R_\rho(\mathbf{z}) = E[\rho(\mathbf{z}) \rho^*(\mathbf{z})] = \sum_l (\mu_l^2 + \sigma_l^2) \delta(\mathbf{z} - \mathbf{z}_l) \quad (52)$$

仿真中,假设 $\sigma_l^2 = 1$,DSAH和SAH成像中 L 分别选取为5和6,如图4(a)和图4(b)所示。DSAH

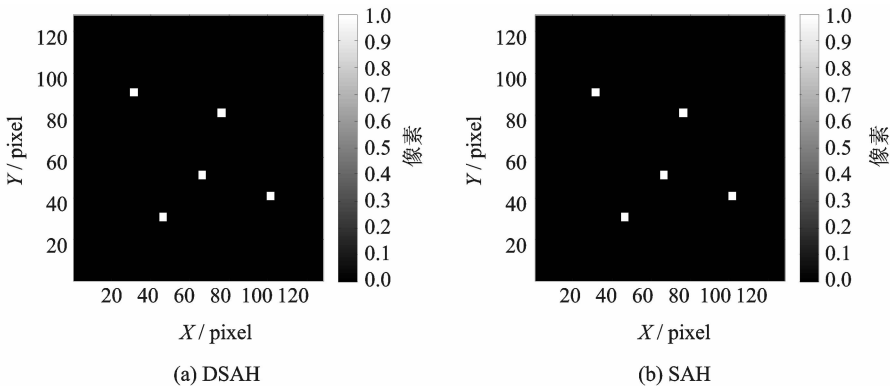


图4 DSAH和SAH成像中所用场景

Fig. 4 Scenes used in DSAH and SAH simulations

成像场景中每个目标对应 2×2 像素区域, SAH 成像场景中每个目标对应 4×4 像素区域。图 5 给出了 DSAH 和 SAH 中接收机轨迹和发射源位置。蓝色为接收机轨迹, 红色竖线表示发射机位置。

4.1 DSAH 成像仿真验证

根据式(5)生成数据, 并选择式(5)中的窗函数为汉宁窗, 长度为 0.085 3 s, 使用载频为 800 MHz 的单频 CW 波。对于合作发射机, 重建图像如图 6(a)所示, 可以看出, 使用 DSAH 法可以很好地重建图像。图 6(b)为使用非合作发射机得到的重建图像。由于发射机的位置未知, 所接收的信号未补偿与发射机相关的几何扩展因子, 因此接近发射机的目标比那些远离发射机的更亮。

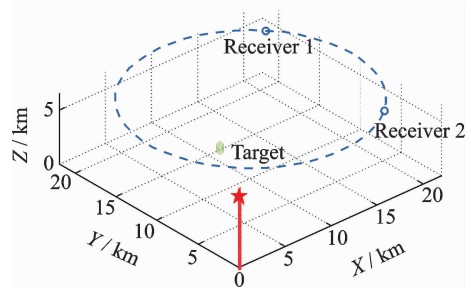


图 5 成像几何关系示意图

Fig. 5 Illustration of the imaging geometry

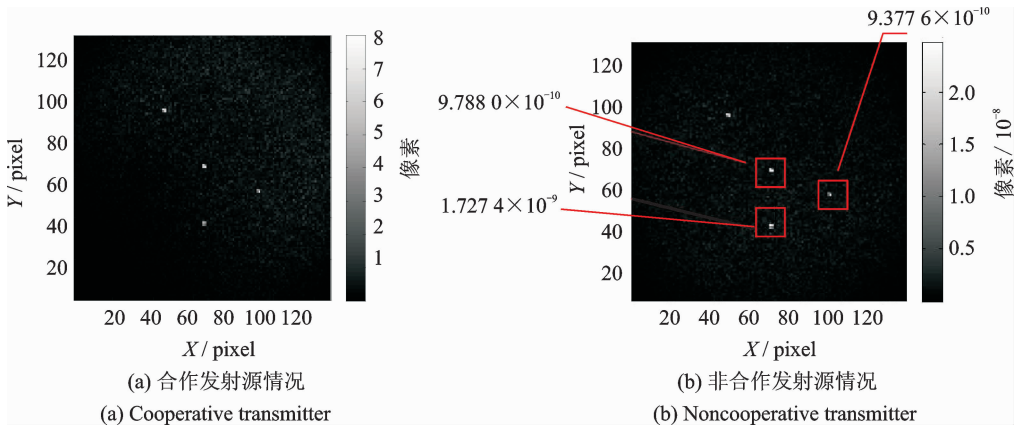


图 6 DSAH 成像结果

Fig. 6 DSAH imaging results

4.2 SAH 成像仿真验证

根据式(22)生成数据, 和 DSAH 仿真一样选择式(22)中的窗函数为汉宁窗。载频为 1 GHz、带宽为 30 MHz 的发射波形。图 7(a)和图 7(b)分别给出了合作和非合作发射机情况下的重建图像。在这

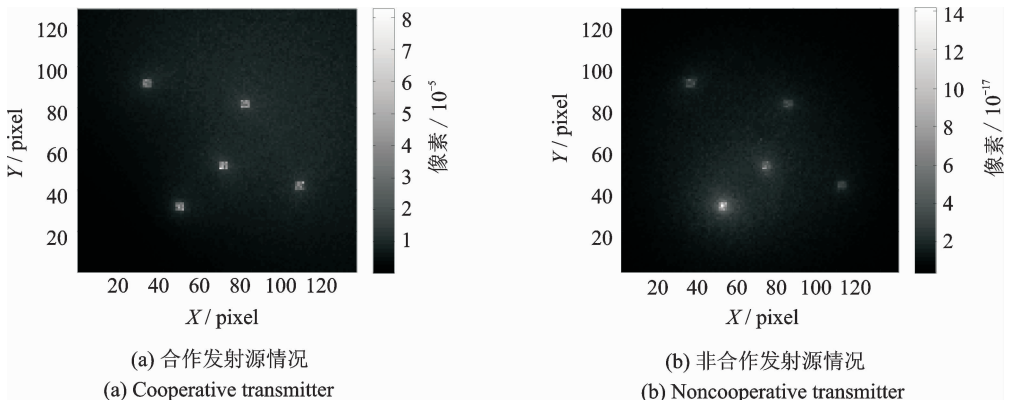


图 7 SAH 成像结果

Fig. 7 SAH imaging results

两种情况下,图像均得到很好的重建,且接近发射机的目标更亮。

5 结束语

本文给出了无源合成孔径成像统一理论。首先建立了回波相关信号模型,对不同位置接收机接收的加窗、尺度变化和平移后的回波信号进行相关。相关模型分为 DSAH 和 SAH 两种,在“停-走-停”假设下,DSAH 模型转化为 SAH 模型。相关过程从 DSAH 和 SAH 相关模型中去除了与发射源信息相关的相位项,无需发射机的位置信息即可进行反投影。采用滤波反投影进行成像,微局部分析表明 DSAH 和 SAH 成像分别将相关信号反投影到无源多普勒等值线和无源距离等值线上。分辨率分析表明,DSAH 重建图像的分辨率主要由参与成像处理的信号长度或窗函数长度以及发射源载频决定,SAH 重建图像的分辨率主要由发射波形带宽决定。这个结论与 CW 或超窄带波形、宽带波形的模糊理论相一致。仿真成像验证了 DSAH 和 SAH 这两种无源 SAR 成像方法。

参考文献:

- [1] Baker C J, Griffiths H D, Papoutsis I. Passive coherent location radar systems. Part 2: Waveform properties[J]. IEE Proceedings Radar Sonar and Navigation, 2005, 152(3):160-168.
- [2] Chetty K, Woodbridge K, Guo H, et al. Passive bistatic WiMAX radar for marine surveillance[C]// IEEE Radar Conference. Washington, D C: IEEE, 2010:188-193.
- [3] Christiansen J M, Olsen K E. Range and Doppler walk in DVB-T based passive bistatic radar[C]// IEEE Radar Conference. Washington, D C: IEEE, 2010:620-626.
- [4] Coleman C, Yardley H. Passive bistatic radar based on target illuminations by digital audio broadcasting[J]. IET Radar Sonar & Navigation, 2008, 2(5):366-375.
- [5] Falcone P, Colone F, Bongioanni C, et al. Experimental results for OFDM WiFi-based passive bistatic radar[C]// IEEE Radar Conference. Washington, D C: IEEE, 2010:516-521.
- [6] Garnier J, Papanicolaou G. Passive imaging using cross correlations of ambient noise signals[C]// IEEE International Workshop on Computational Advances in Multi-Sensor Adaptive Processing (CAMSAP). Aruba, Dutch Antilles: IEEE, 2009: 221-224.
- [7] Garnier J, Papanicolaou G. Passive sensor imaging using cross correlations of noisy signals in a scattering medium[J]. Siam Journal on Imaging Sciences, 2010, 2(2):396-437.
- [8] Garnier J, Papanicolaou G. Resolution analysis for imaging with noise[J]. Inverse Problems, 2010, 26(26):074001.
- [9] Garnier J, Solna K. Passive imaging and detection in cluttered media[C]// IEEE International Workshop on Computational Advances in Multi-Sensor Adaptive Processing (CAMSAP). Aruba, Dutch Antilles: IEEE, 2009:225-228.
- [10] Griffiths H D, Baker C J. Passive coherent location radar systems. Part 1: Performance prediction [J]. IEE Proceedings Radar, Sonar and Navigation, 2005, 152(3):153-159.
- [11] Guo H, Woodbridge K, Baker C J. Evaluation of WiFi beacon transmissions for wireless based passive radar[C]// IEEE Radar Conference. Rome: IEEE, 2008:1-6.
- [12] Harms H A, Davis L M, Palmer J. Understanding the signal structure in DVB-T signals for passive radar detection[C]// IEEE Radar Conference. Washington, D C: IEEE, 2010: 532-537.
- [13] Homer J, Kubik K, Mojarrabi B, et al. Passive bistatic radar sensing with LEOS based transmitters[C]// IEEE International Symposium on Geoscience and Remote Sensing Symposium. Toronto, Ontario, Canada: IEEE, 2002: 438-440.
- [14] Howland P E, Maksimiuk D, Reitsma G. FM radio based bistatic radar [J]. IEE Proceedings Radar Sonar and Navigation, 2005, 152(3):107-115.
- [15] OHagan D W, Baker C J. Passive bistatic radar (PBR) using FM radio illuminators of opportunity[C]// New Trends for Environmental Monitoring Using Passive Systems. Hyeres, French Riviera: IEEE, 2008:1-6.
- [16] Poullin D. Passive detection using digital broadcasters (DAB, DVB) with COFDM modulation [J]. IEE Proceedings Radar, Sonar and Navigation, 2005, 152(3):143-152.
- [17] Tan D K P, Sun H, Lu Y, et al. Passive radar using global system for mobile communication signal: Theory, implementation and measurements [J]. IEE Proc Radar, Sonar and Navigation, 2005, 152(3):116-123.
- [18] Wang L, Son I Y, Yazici B. Passive imaging using distributed apertures in multiple-scattering environments [J]. Inverse

Problems, 2010, 26(6):065002.

- [19] Antoniou M, Cherniakov M, Hu C. Space-surface bistatic SAR image formation algorithms [J]. *IEEE Transactions on Geoscience & Remote Sensing*, 2009, 47(6):1827-1843.
- [20] Li G, Xu J, Peng Y N, et al. Bistatic linear antenna array SAR for moving target detection, location, and imaging with two passive airborne radars[J]. *IEEE Transactions on Geoscience & Remote Sensing*, 2007, 45(3):554-565.
- [21] Wang L, Yarman C E, Yazci B. Doppler-hitchhiker: A novel passive synthetic aperture radar using ultra-narrowband sources of opportunity[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2011, 49(10):3521-3537.
- [22] Yarman C E, Yazici B. Synthetic aperture hitchhiker imaging [J]. *IEEE Trans on Image Processing*, 2008, 17(11):2156-2173.
- [23] 汪玲, 庄旭昇, 庞铄. 适用于任意接收机航迹的无源 WiMAX-SAR 成像方法[J]. *数据采集与处理*, 2013, 28(3):404-409.
Wang Ling, Zhuang Xusheng, Pang Shuo. Passive WiMAX-SAR imaging method applicable to arbitrary flight trajectories of receiver[J]. *Journal of Data Acquisition and Processing*, 2013, 28(3):404-409.
- [24] 张璇, 汪玲. 一种基于回波相关的无源合成孔径雷达成像方法[J]. *电子与信息学报*, 2012, 34(6):1511-1515.
Zhang Xuan, Wang Ling. An echo-correlation based passive imaging method for synthetic aperture radar [J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2012, 34(6):1511-1515.
- [25] 张璇, 汪玲. 适用于非合作照射源的合成孔径雷达无源成像方法[J]. *航空学报*, 2012, 34(6):1397-1404.
Zhang Xuan, Wang Ling. A passive synthetic aperture radar imaging method for non-cooperative transmitters [J]. *Acta Aeronautica et Astronautica Sinica*, 2012, 34(6):1397-1404.
- [26] Levanon N, Mozeson E. Radar signals [M]. New Jersey: John Wiley & Sons, Inc, 2004.
- [27] 斯科尼克. 雷达系统导论[M]. 北京: 电子工业出版社, 2007.
Skolnik M I. Introduction to radar systems [M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2007.
- [28] Veen B D V, Buckley K M. Beamforming: A versatile approach to spatial filtering [J]. *IEEE ASSP Magazine*, 2002, 5(2): 4-24.
- [29] Nolan C J, Cheney M. Synthetic aperture inversion for arbitrary flight paths and non-flat topography [J]. *IEEE Transactions on Image Processing Publication of the IEEE Signal Processing Society*, 2003, 12(9):1035-1043.
- [30] Barrett H H, Myers K J, Rathee S. Foundations of image science [J]. *Journal of Electronic Imaging*, 2005, 14(4):029901.
- [31] Yazici B, Cheney M, Yarman C E. Synthetic-aperture inversion in the presence of noise and clutter [J]. *Inverse Problems*, 2006, 22(5):1705-1729.
- [32] Nolan C J, Cheney M. Synthetic aperture inversion [J]. *Inverse Problems*, 2002, 18(18):221.
- [33] Quinto E T. Singularities of the X-ray transform and limited data tomography in r_2 and r_3 [J]. *Siam Journal on Mathematical Analysis*, 1993, 24(5):1215-1225.

作者简介:



汪玲(1977-),女,教授、博士生导师,研究方向:雷达成像、合成孔径雷达(SAR)成像、逆合成孔径雷达(ISAR)成像以及无源雷达成像,E-mail:tulip_wling@nuaa.edu.cn.



邓昊(1992-),女,硕士研究生,研究方向:通信与信息系统和合成孔径雷达成像。



王洁(1993-),女,硕士研究生,研究方向:电子与通信工程和无源雷达成像。

