

存在站址误差下的无源雷达稀疏成像

王天云, 刘冰, 凌晓冬, 刘勇, 陈卫东

(中国卫星海上测控部, 江苏江阴 214431)

摘要: 无源雷达稀疏成像要求精确已知系统观测矩阵, 然而在实际应用中通常存在发射机和接收机站址误差, 会使得雷达回波模型中的观测矩阵部分未知, 导致回波测量值与观测矩阵失配, 将大大减弱传统稀疏成像算法的性能。首先对存在收发阵元位置误差下的无源成像进行了建模分析, 接着提出一种基于优化迭代技术的自适应相位误差校正成像方法, 可以在重构目标图像的同时消除相位误差对无源成像的影响。仿真结果验证了所提成像方法的有效性。

关键词: 无源雷达成像; 稀疏成像; 相位误差校正; 优化迭代技术

中图分类号: TN958 文献标志码: A 文章编号: 1672-2337(2018)03-0261-06

Sparse Passive Radar Imaging Under Transceiver Position Errors

WANG Tianyun, LIU Bing, LING Xiaodong, LIU Yong, CHEN Weidong

(China Satellite Maritime Tracking and Control Department, Jiangyin 214431, China)

Abstract: Passive radar sparse imaging requires accurate known system observation matrix, but in practical situation there usually exists transceiver position errors, which makes observation matrix of radar echo model partially unknown. It inevitably leads to radar echo measurements and observation matrix mismatch, thus seriously degrades the performances of traditional sparse imaging methods. In this paper, passive radar imaging under the position error of the transceiver elements is analyzed firstly. Then, an adaptive phase error correction imaging method based on optimized iterative technique is proposed, which can eliminate the phase error pair while reconstructing the target image. Simulation results verify the effectiveness of the proposed method.

Key words: passive radar imaging; sparse imaging; phase error correction; optimized iterative technique

0 引言

无源雷达成像是一种利用外辐射源发射的电磁波信号对目标进行成像的双/多基地雷达系统, 具有优越的“四抗”性能, 一直是雷达界的研究热点。随着通信、导航等技术的发展, 空间中的电磁信号种类越来越丰富, 目前已被证实可用的外辐射源包括调频广播(FM)^[1]、数字地面电视(DVB-T)^[2]、全球导航卫星(GNSS)^[3]等。然而上述信号不是为雷达系统专门设计, 信号带宽通常较窄, 带宽对成像分辨率的贡献明显不足, 因而基于传统匹配滤波成像方法通常获得的空间分辨率

较差^[4]。

2004年以来, 随着压缩感知理论的提出, 可以在较低信号带宽、较低信号采样速率情形下获得较好的成像性能, 大大提升了无源雷达成像的应用潜力。因此基于压缩感知理论的无源成像技术得到广泛研究。其中, 文献[5]依据目标散射点自身稀疏的前提, 提出了基于正交匹配追踪技术的成像算法, 在非均匀和稀疏空间谱填充情形下获得较好的成像效果; 文献[6]则提出了基于二维SLO稀疏成像算法, 通过对DVB-T信号进行仿真实验, 表明了相比经典匹配滤波方法成像性能的提升。

然而, 文献[5-6]应用稀疏重构技术时均要求

精确已知观测矩阵。在实际雷达系统具体实现时,雷达回波模型不可避免存在着相位误差^[7-8]。该误差通常由系统误差导致,比如在无源成像系统中,可能是由收发阵元的位置误差所引起,这会使得回波模型中的观测矩阵部分未知^[9],导致回波测量值与观测矩阵之间失配,将大大减弱传统稀疏重构算法的性能。其中文献^[9]仅分析了接收机存在误差下的无源成像模型,提出基于低秩矩阵恢复的稀疏成像方法,对系统收发构型要求较高。

综上,本文首先构建了同时存在收发站址误差下的无源成像模型,接着从确定稀疏反演角度出发,提出了基于优化迭代技术的自适应相位误差校正成像方法,即在重构目标图像的同时消除相位误差对成像的影响,可以较好地克服文献^[5-6]成像方法的缺陷。文中所提自聚焦成像方法是在回波数据域进行处理的,仿真表明其具有较好的适应性和稳健性,能够有效地解决相位误差造成传统稀疏成像方法重构性能下降的问题。

1 信号模型

本文的无源雷达成像模型如图1所示。以目标中心作为坐标原点,设第*i*个外辐射源假定的空间坐标为 (r_i, θ_i) ,与真实位置的误差为 $\Delta \mathbf{r}_i$,其中 $i=1, 2, \dots, I$;同理,第*j*个接收雷达假定的空间坐标为 (r_j, θ_j) ,与真实位置的误差为 $\Delta \mathbf{r}_j$,其中 $j=1, 2, \dots, J$;目标任一散射点位置用 (r, θ) 表示。

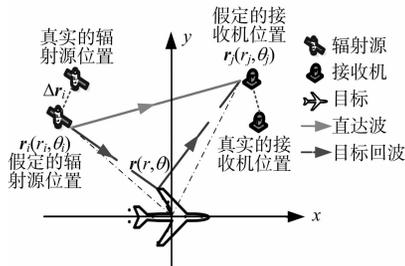


图1 分布式无源雷达二维成像模型

设外辐射源*i*发射信号为

$$s_i(t) = u_i(t) \exp[j(2\pi f_i t + \varphi_i)] \quad (1)$$

式中, $u_i(t)$ 为信号复包络, B_i 为信号带宽, f_i 为信号载频, φ_i 为初相。

无源雷达的接收机通常配置两个接收天线,

分别用来接收直达波和目标回波。接收机*j*获取外辐射源*i*的直达波可以表示为

$$s_{ij}^d(t) = u_i(t - \tau_{ij}^d) \exp\{j[2\pi f_i(t - \tau_{ij}^d) + \varphi_i]\} \quad (2)$$

式中, $\tau_{ij}^d = r_{ij}^d/c$ 为直达波信号时延, r_{ij}^d 为外辐射源*i*至接收机*j*的距离,通常可预先获得, c 为光速。

此时,接收机*j*收到外辐射源*i*对目标回波信号为

$$f_{ij}(t) = \iint_S \sigma(x, y) u_i(t - \tau_{ij}) \cdot \exp\{j[2\pi f_i(t - \tau_{ij}) + \varphi_i]\} dx dy \quad (3)$$

式中, $\sigma(x, y)$ 为目标后向散射系数, $\tau_{ij} = (r_{ik} + r_{kj})/c$ 为辐射源*i*发射的信号经散射点*k*反射后到达接收机*j*的总时延, r_{ik} 为辐射源*i*到散射点*k*的距离, r_{kj} 为散射点*k*到接收机*j*的距离。

将式(2)对应的直达波与式(3)对应的目标回波分别去载频之后,再对基带信号进行同步和混频处理,可以得到

$$z_{ij}(t) = \iint_S \sigma(x, y) \{u_i(t - \tau_{ij}^d) \exp(-j2\pi f_i \tau_{ij}^d)\} \otimes \{u_i(t - \tau_{ij}) \exp(-j2\pi f_i \tau_{ij})\} dx dy \quad (4)$$

式中, \otimes 表示复相关运算,对*t*进行Fourier变换,记 $U_i(f) = \mathcal{F}\{u_i(t)\}$, $Z_{ij}(f) = \mathcal{F}\{z_{ij}(t)\}$,式(4)转化为

$$Z_{ij}(f) = \iint_S \sigma(x, y) U_i^*(f) U_i(f) \cdot \exp[-j2\pi(f + f_i)(\tau_{ij} - \tau_{ij}^d)] dx dy \quad (5)$$

式中, $f \in (-B_i/2, B_i/2)$ 。实际成像场景通常满足远场近似条件:

$$\begin{aligned} r_{ik} &\approx r_i - (\mathbf{r} + \Delta \mathbf{r}_i) \cdot \mathbf{I}_i \\ r_{kj} &\approx r_j - (\mathbf{r} + \Delta \mathbf{r}_j) \cdot \mathbf{I}_j \end{aligned} \quad (6)$$

式中, $\mathbf{r} = (r, \theta)$, $\mathbf{I}_i = \mathbf{r}_i/r_i = (1, \theta_i)$, $\mathbf{I}_j = \mathbf{r}_j/r_j = (1, \theta_j)$ 。收发阵列位置误差矢量分别记为 $\{\Delta \mathbf{r}_i\}_{i=1}^I$ 和 $\{\Delta \mathbf{r}_j\}_{j=1}^J$ 。

将式(6)代入式(5),经整理后得到

$$\begin{aligned} Z_{ij}(f) = & e^{j\varphi_{ij}} \iint_S \sigma(x, y) U_i^*(f) U_i(f) \cdot \\ & \exp[-j2\pi(f + f_i)(r_i + r_j - r_{ij}^d)/c] \cdot \\ & \exp\{j2\pi(f + f_i)[x(\cos\theta_i + \cos\theta_j) + \\ & y(\sin\theta_i + \sin\theta_j)] + \Delta \mathbf{r}_i \cdot \mathbf{I}_i + \\ & \Delta \mathbf{r}_j \cdot \mathbf{I}_j\} dx dy \end{aligned} \quad (7)$$

然后设计滤波因子:

$$G_{ij}(f) = U_i^*(f)U_i(f) \cdot \exp[-j2\pi(f+f_i)(r_i+r_j-r_{ij}^d)/c] \quad (8)$$

对式(7)进行频域滤波,得到相应的回波方程为

$$Y_{ij}(f) = Z_{ij}(f)/G_{ij}(f) = \iint_S e^{j\varphi_{ij}} \sigma(x, y) \cdot \exp\left\{ \frac{j2\pi(f+f_i) \cdot [x(\cos\theta_i + \cos\theta_j) + y(\sin\theta_i + \sin\theta_j)]}{c} \right\} dx dy \quad (9)$$

式中:

$$\varphi_{ij} = \phi_{ij} - 2\pi(f+f_i)(\Delta r_i \cdot \mathbf{I}_i + \Delta r_j \cdot \mathbf{I}_j)/c \quad (10)$$

定义分布式无源雷达的空间谱填充形式:

$$\begin{cases} k_{ij}^x(f) = (f+f_i)(\cos\theta_i + \cos\theta_j)/c \\ k_{ij}^y(f) = (f+f_i)(\sin\theta_i + \sin\theta_j)/c \end{cases} \quad (11)$$

则发射机*i*和接收机*j*构成的接收通道对应的回波方程最终可写为

$$Y_{ij}(f) = \iint_S e^{j\varphi_{ij}} \sigma(x, y) \cdot \exp\{j2\pi[xk_{ij}^x(f) + yk_{ij}^y(f)]\} dx dy \quad (12)$$

从式(12)可知,如果忽略相位误差因素的影响,目标散射系数与接收回波之间满足 Fourier 变换关系。

进一步,对成像场景*S*进行均匀网格划分,尺度为*U*×*V*,可将回波方程式(12)写成下述矩阵形式:

$$\mathbf{y} = \mathbf{E}\mathbf{A}\boldsymbol{\sigma} + \mathbf{n} \quad (13)$$

式中, $\mathbf{y} = \text{vec}[Y_{ij}(f)]$ 为回波矢量, \mathbf{n} 为噪声矢量, $\boldsymbol{\sigma} = \text{vec}[\sigma(x_u, y_v)]$ 为目标散射系数矢量, $\mathbf{E} = \text{diag}(\underbrace{e^{j\varphi_{11}}, \dots, e^{j\varphi_{11}}}_{F\text{个}}, \dots, \underbrace{e^{j\varphi_{1J}}, \dots, e^{j\varphi_{1J}}}_{F\text{个}})$ 为等效的相位误差,*F*为回波通道的频率采样点数,系统观测矩阵*A*是根据*y*和*σ*矢量化操作的形式来决定,具体可参考文献[10]。

2 本文成像方法

首先,将式(13)转化为下述优化问题:

$$\min g(\boldsymbol{\sigma}) \text{ s. t. } \|\mathbf{y} - \mathbf{E}\mathbf{A}\boldsymbol{\sigma}\|_2 \leq \xi \quad (14)$$

式中, ξ 为与噪声功率有关的参数, $g(\boldsymbol{\sigma})$ 为表征目标稀疏先验的函数,常见的有 l_1 ^[11]和 l_p 范

数^[12]等。

然后,依据凸优化理论将式(14)转化为式(15)所示的无约束优化问题:

$$\min J(\boldsymbol{\sigma}, \mathbf{E}) = \|\mathbf{y} - \mathbf{E}\mathbf{A}\boldsymbol{\sigma}\|_2 + \lambda g(\boldsymbol{\sigma}) \quad (15)$$

式中, λ 是正则化参数,用来衡量成像误差和目标稀疏度的权重,一般根据经验选取。另外本文选取文献[12]中提出的 l_p 范数来表征目标稀疏先验信息,即 $g(\boldsymbol{\sigma}) = \|\boldsymbol{\sigma}\|_p^p$ 。

最后,采用交替迭代方式依次求解*σ*和*E*,具体步骤如下(设*t*为迭代次数)。

步骤 1:目标图像稀疏重构——固定*E*^(*t*),求解*σ*^(*t*+1)

此时,式(15)应转化为

$$\min J_1(\boldsymbol{\sigma}^{(t+1)}) = \|\mathbf{y} - \mathbf{E}^{(t)}\mathbf{A}\boldsymbol{\sigma}\|_2 + \lambda g(\boldsymbol{\sigma}) = \boldsymbol{\sigma}^H \mathbf{A}^H(\mathbf{E}^{(t)})^H \mathbf{E}^{(t)}\mathbf{A}\boldsymbol{\sigma} - \mathbf{y}^H \mathbf{E}^{(t)}\mathbf{A}\boldsymbol{\sigma} + \boldsymbol{\sigma}^H \mathbf{A}^H(\mathbf{E}^{(t)})^H \mathbf{y} + \mathbf{y}^H \mathbf{y} + \lambda \|\boldsymbol{\sigma}\|_p^p \quad (16)$$

为保证 $\|\boldsymbol{\sigma}\|_p^p$ 在*σ*=**0**处的可导性,这里用

$\sum_{i=1}^{UV} (\sigma_i^2 + \mu)^{\frac{p}{2}}$ 代替 $\|\boldsymbol{\sigma}\|_p^p$,其中*μ*为非常小的正数。依据 $\nabla J_1(\boldsymbol{\sigma}^{(t+1)}) = \partial J_1(\boldsymbol{\sigma}^{(t+1)})/\partial \boldsymbol{\sigma}^* = 0$ 可得

$$\nabla J_1(\boldsymbol{\sigma}^{(t+1)}) = \mathbf{A}^H(\mathbf{E}^{(t)})^H \mathbf{E}^{(t)}\mathbf{A}\boldsymbol{\sigma}^{(t+1)} - \mathbf{A}^H(\mathbf{E}^{(t)})^H \mathbf{y} + \frac{\lambda p}{2} \boldsymbol{\Psi}^{-1} \boldsymbol{\sigma}^{(t+1)} \quad (17)$$

式中:

$$\boldsymbol{\Psi} = \text{diag}([\sigma_1^{(t+1)}]^2 + \mu)^{1-\frac{p}{2}}, \dots, ([\sigma_{UV}^{(t+1)}]^2 + \mu)^{1-\frac{p}{2}} \quad (18)$$

由式(17)可以得到*σ*^(*t*+1)为

$$\boldsymbol{\sigma}^{(t+1)} = \left(\mathbf{A}^H(\mathbf{E}^{(t)})^H \mathbf{E}^{(t)}\mathbf{A} + \frac{\lambda p}{2} \boldsymbol{\Psi}^{-1} \right)^{-1} \mathbf{A}^H(\mathbf{E}^{(t)})^H \mathbf{y} \quad (19)$$

根据矩阵求逆的性质,式(19)可以转化为

$$\boldsymbol{\sigma}^{(t+1)} = \boldsymbol{\Psi}\mathbf{A}^H(\mathbf{E}^{(t)})^H \left(\frac{\lambda p}{2} \mathbf{I} + \mathbf{E}^{(t)}\mathbf{A}\boldsymbol{\Psi}\mathbf{A}^H(\mathbf{E}^{(t)})^H \right)^{-1} \mathbf{y} \quad (20)$$

由于*Ψ*中含有*σ*^(*t*+1)项,因此求解式(20)时可以采用文献[13]提出的迭代松弛方法,即每次进行稀疏重构时,再设置一个内部循环进行求解*σ*^(*t*+1)。然而这种方法一般存在收敛速度较慢的缺点,考察式(17)的特点并加以整理得到

$$\nabla J_1(\boldsymbol{\sigma}^{(t+1)}) = \mathbf{H}\boldsymbol{\sigma}^{(t+1)} - \mathbf{A}^H(\mathbf{E}^{(t)})^H \mathbf{y} \quad (21)$$

式中, $\mathbf{H} = \mathbf{A}^H(\mathbf{E}^{(t)})^H \mathbf{E}^{(t)}\mathbf{A} + \lambda p \boldsymbol{\Psi}^{-1}/2$ 。

根据式(21),由于 $\partial \nabla J_1(\boldsymbol{\sigma}^{(t+1)})/\partial [\boldsymbol{\sigma}^{(t+1)}]^T = \mathbf{H}$,故 \mathbf{H} 为 $J_1(\boldsymbol{\sigma}^{(t+1)})$ 的 Hessian 矩阵,因此可以利用拟牛顿迭代法(Quasi-Newton, QN)^[14]求解式(16)。它具有收敛速度较快的优点,具体迭代过程为

$$\boldsymbol{\sigma}^{(t+1,l+1)} = \boldsymbol{\sigma}^{(t+1,l)} - \zeta [\mathbf{H}(\boldsymbol{\sigma}^{(t+1,l)})]^{-1} \nabla J_1(\boldsymbol{\sigma}^{(t+1,l)}) \quad (22)$$

式中, l 为新设置的内部循环次数, ζ 为对应的迭代步长。

步骤 2: 相位误差校正——固定 $\boldsymbol{\sigma}^{(t+1)}$,求解 $\mathbf{E}^{(t+1)}$

此时,式(15)应转化为

$$\begin{aligned} \min J_2(\mathbf{E}^{(t+1)}) = & \\ & \|\mathbf{y} - \mathbf{E}^{(t+1)} \mathbf{A} \boldsymbol{\sigma}^{(t+1)}\|_2^2 = \\ & (\boldsymbol{\sigma}^{(t+1)})^H \mathbf{A}^H (\mathbf{E}^{(t+1)})^H \mathbf{E}^{(t+1)} \mathbf{A} \boldsymbol{\sigma}^{(t+1)} - \\ & \mathbf{y}^H \mathbf{E}^{(t+1)} \mathbf{A} \boldsymbol{\sigma}^{(t+1)} - (\boldsymbol{\sigma}^{(t+1)})^H \mathbf{A}^H (\mathbf{E}^{(t+1)})^H \mathbf{y} + \mathbf{y}^H \mathbf{y} \end{aligned} \quad (23)$$

以无源雷达为例,假定 φ_{ij} 相互独立,定义:

$$\begin{cases} \boldsymbol{\varphi}_{ij} = \text{diag}(\underbrace{e^{j\varphi_{ij}}, \dots, e^{j\varphi_{ij}}}_{F \uparrow}) = e^{j\varphi_{ij}} \mathbf{I} \\ \mathbf{E} = \text{blkdiag}(\varphi_{11}, \varphi_{12}, \dots, \varphi_{IJ}) \end{cases} \quad (24)$$

由式(13)得出回波方程满足 $\mathbf{y}_{ij} = \varphi_{ij} \mathbf{A} \boldsymbol{\sigma}^{(t+1)}$,将其代入式(23),经整理得到

$$\min J_2(\mathbf{E}^{(t+1)}) = \sum_{i=1}^I \sum_{j=1}^J \left\{ -e^{-j\varphi_{ij}^{(t+1)}} (\boldsymbol{\sigma}^{(t+1)})^H \mathbf{A}_{ij}^H \mathbf{y}_{ij} - \left[e^{j\varphi_{ij}^{(t+1)}} \mathbf{y}_{ij}^H \mathbf{A}_{ij} \boldsymbol{\sigma}^{(t+1)} + \text{Const} \right] \right\} \quad (25)$$

式中,Const 为常数项。

根据 $\partial J_2(\mathbf{E}^{(t+1)})/\partial \varphi_{ij}^{(t+1)} = 0$ 得到

$$j e^{-j\varphi_{ij}^{(t+1)}} (\boldsymbol{\sigma}^{(t+1)})^H \mathbf{A}_{ij}^H \mathbf{y}_{ij} - j e^{j\varphi_{ij}^{(t+1)}} \mathbf{y}_{ij}^H \mathbf{A}_{ij} \boldsymbol{\sigma}^{(t+1)} = 0 \quad (26)$$

注意到 $e^{-j\varphi_{ij}^{(t+1)}} (\boldsymbol{\sigma}^{(t+1)})^H \mathbf{A}_{ij}^H \mathbf{y}_{ij}$ 与 $e^{j\varphi_{ij}^{(t+1)}} \mathbf{y}_{ij}^H \mathbf{A}_{ij} \boldsymbol{\sigma}^{(t+1)}$ 互为共轭关系,因此

$$\text{Im}\{e^{-j\varphi_{ij}^{(t+1)}} (\boldsymbol{\sigma}^{(t+1)})^H \mathbf{A}_{ij}^H \mathbf{y}_{ij}\} = 0 \quad (27)$$

对式(27)展开处理,经整理得到

$$\text{Im}\left\{ \left[\cos(\varphi_{ij}^{(t+1)}) - j \sin(\varphi_{ij}^{(t+1)}) \right] \cdot \left[\text{Re}[(\boldsymbol{\sigma}^{(t+1)})^H \mathbf{A}_{ij}^H \mathbf{y}_{ij}] + j \text{Im}[(\boldsymbol{\sigma}^{(t+1)})^H \mathbf{A}_{ij}^H \mathbf{y}_{ij}] \right] \right\} = 0 \quad (28)$$

利用式(28)可以求得 $\varphi_{ij}^{(t+1)}$ 为

$$\varphi_{ij}^{(t+1)} = \arctan\left\{ \frac{\text{Im}[(\boldsymbol{\sigma}^{(t+1)})^H \mathbf{A}_{ij}^H \mathbf{y}_{ij}]}{\text{Re}[(\boldsymbol{\sigma}^{(t+1)})^H \mathbf{A}_{ij}^H \mathbf{y}_{ij}]} \right\} \quad (29)$$

步骤 3: 参数更新

由于参数 p 的初值对成像结果通常有较大的

影响,因此如果采用固定 p 的方式,则事先需要大量实验来确定合适的参数,这在实际应用中极不方便。据此,本文提出一种自适应调整参数 p 的方法,定义如下:

$$p^{(t+1)} = p^{(t)} + \xi \frac{NMSE^{(t)} - NMSE^{(t-1)}}{NMSE^{(t)}} \quad (30)$$

式中,NMSE 为成像结果的归一化均方误差, ξ 为较小的正数。仿真表明经过一定的迭代次数后 p 可以收敛至合适的取值。

3 仿真实验与分析

下面通过仿真验证所提方法的有效性。以无源雷达为例,7 颗数字电视直播卫星的参数如表 1 所示,再设定 4 个接收机,均匀分布在(31°N~32°N)和(117°E~118°E)之间的地面上,回波通道的频率采样点数为 5。

表 1 7 颗 Ku 波段数字电视直播卫星相关参数

卫星名称	中心频率/GHz	带宽/MHz	坐标位置
中星 5A	12.344	3.375	0°N, 87.5°E
中星 5B	12.500	58.320	0°N, 110.5°E
中星 6A	12.621	58.320	0°N, 125.0°E
亚太 2R	12.415	60.750	0°N, 76.5°E
亚太 5 号	12.354	58.050	0°N, 138°E
亚太 6 号	12.675	37.125	0°N, 134°E
中星 9 号	11.880	34.560	0°N, 92.2°E

原始成像目标是由 5 个幅值为 1 的散射点构成,如图 2(a)所示。另外设置接收回波 SNR = 5 dB,相位误差浮动范围在 $(-\pi/4, \pi/4)$ 之间。图 2(b)~图 2(f)分别是 MF、FOCUSS^[15](基于 l_p 范数约束的稀疏成像方法)、SBL^[16](基于贝叶斯学习技术的稀疏成像方法)、文献[17](一种针对存在相位误差下的合成孔径雷达自聚焦成像方法)和本文方法的成像结果。可以看出基于 Fourier 重构技术的 MF 方法和传统基于压缩感知理论的成像方法受相位误差因素的影响比较大,因此成像效果较差。而文献[17]和本文方法均采用了自聚焦技术,均能准确地获得目标的空间位置,但是相比而言,本文方法在求解目标散射系数时具有更高的计算精度。

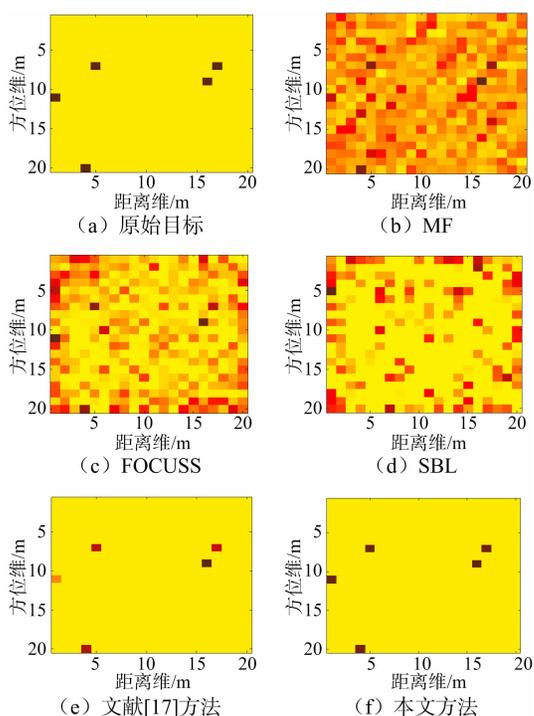


图2 SNR=5 dB,不同方法成像结果对比

图3给出了SNR=15 dB时不同方法的成像结果对比,可以得到类似的结论。总体而言,本文方法相比其他方法具有更稳健的成像性能,即在求解目标空间位置及相应的散射系数时,具有更高的准确度。

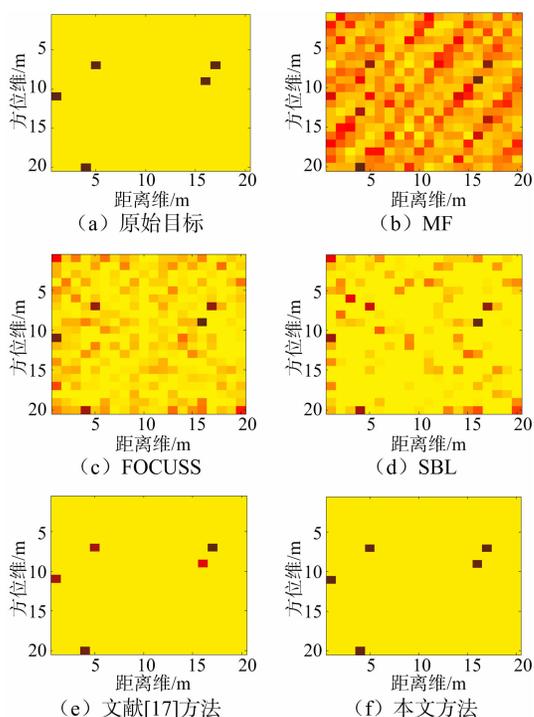


图3 SNR=15 dB不同方法成像结果对比

4 结束语

本文针对无源雷达在实际应用时因存在收发站址误差导致传统基于压缩感知理论的成像方法性能恶化问题,提出了一种改进的稀疏自聚焦成像技术。首先推导了存在站址误差的成像模型,得出站址误差对成像的影响可以利用等效相位误差进行建模的结论。接着根据凸优化理论,从确定性反演角度出发,提出了基于优化迭代技术的自适应相位误差校正成像方法。最后利用仿真实验验证了所提方法的有效性,并展示了相应的成像性能提升。

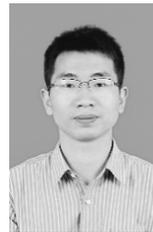
参考文献:

- [1] EDRICH M, SCHROEDER A, MEYER F. Design and Performance Evaluation of a Mature FM/DAB/DVB-T Multi-Illuminator Passive Radar System[J]. IET Radar, Sonar & Navigation, 2014,8(2):114-122.
- [2] FRÖLIND P O, GUSTAVSSON A, HAGLUND A, et al. Analysis of a Ground Target Deployment in an Airborne Passive SAR Experiment[C]// IEEE Radar Conference, Seattle, WA: IEEE, 2017:273-278.
- [3] HU Chen, LIU Changjiang, WANG Rui, et al. Detection and SISAR Imaging of Aircrafts Using GNSS Forward Scatter Radar: Signal Modeling and Experimental Validation[J]. IEEE Trans on Aerospace and Electronic Systems, 2017, 53(4):2077-2093.
- [4] 王天云,于小飞,陈卫东,等. 基于稀疏贝叶斯学习的无源雷达高分辨成像[J]. 电子与信息学报, 2015, 37(5):1023-1030.
- [5] 徐浩,尹治平,刘畅畅,等. 基于压缩感知的稀疏无源雷达成像[J]. 系统工程与电子技术, 2011, 33(12):2623-2630.
- [6] QIU W, GIUSTI E, BACCI A, et al. Compressive Sensing for Passive ISAR with DVB-T Signal[C]// 14th International Radar Symposium, Dresden: IEEE, 2013:113-118.
- [7] DING Li, LIU Changchang, WANG Tianyun, et al. Sparse Self-Calibration via Iterative Minimization Against Phase Synchronization Mismatch for MIMO Radar Imaging[C]// IEEE Radar Conference, Ottawa, ON: IEEE, 2013:1-4.
- [8] ZHOU Xiaoli, FAN Bo, WANG Hongqiang, et al. Sparse Bayesian Perspective for Radar Coincidence Im-

- aging with Array Position Error[J]. IEEE Sensors Journal, 2017, 17(16):5209-5219.
- [9] MASON E, YAZICI B. Robustness of LRMR Based Passive Radar Imaging to Phase Errors[C]// 11th European Conference on Synthetic Aperture Radar, Hamburg; IEEE, 2016:1-4.
- [10] 王天云. 分布式雷达稀疏成像技术研究[D]. 合肥: 中国科学技术大学, 2015.
- [11] XIAO Lin, ZHANG Tong. A Proximal-Gradient Homotopy Method for the Sparse Least-Squares Problem[J]. SIAM Journal on Optimization, 2013, 23(2):1062-1091.
- [12] LIU Zhenqiu, JIANG Feng, TIAN Guoliang, et al. Sparse Logistic Regression with Lp Penalty for Biomarker Identification[J]. Statistical Applications in Genetics and Molecular Biology, 2007, 6(1):1-22.
- [13] LIU Changchang, CHEN Weidong. Sparse Self-Calibration Imaging via Iterative MAP in FM-Based Distributed Passive Radar[J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2013, 10(3):538-542.
- [14] NIE Y Q, CHUNG C Y, XU N Z. System State Estimation Considering EV Penetration with Unknown Behavior Using Quasi-Newton Method[J]. IEEE

- Trans on Power Systems, 2016, 31(6):4605-4615.
- [15] GORODNITSKY I F, RAO B D. Sparse Signal Reconstruction from Limited Data Using FOCUSS: A Re-Weighted Minimum Norm Algorithm[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 1997, 45(3):600-616.
- [16] WIPF D P, RAO B D. Sparse Bayesian Learning for Basis Selection [J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2004, 52(8):2153-2164.
- [17] CETIN M, KARL W C. Feature-Enhanced Synthetic Aperture Radar Image Formation Based on Nonquadratic Regularization[J]. IEEE Trans on Image Processing, 2001, 10(4):623-631.

作者简介:



王天云 男, 1986 年生, 河南信阳人, 博士, 工程师, 主要研究方向为雷达目标探测、雷达成像技术。
E-mail: wangty@mail.ustc.edu.cn

刘冰 男, 1967 年生, 硕士, 研究员, 主要研究方向为航天测控理论与技术、雷达信号处理。

(上接第 255 页)

- [3] KOU Guangjie, WANG Zhensong, YAO Ping. Imaging of Spaceborne ScanSAR with Multiple Azimuth Beams[J]. Journal of Remote Sensing, 2010, 14(6):1105-1116.
- [4] GEBERT N, KRIEGER G, MOREIRA A. Digital Beamforming on Receive: Techniques and Optimization Strategies for High-Resolution Wide-Swath SAR Imaging[J]. IEEE Trans on Aerospace and Electronic Systems, 2009, 45(2):564-592.
- [5] 刘亚东, 陈倩. 基于 DBF 技术的高分辨率宽测绘带星载 SAR 系统研究[J]. 航天器工程, 2013, 22(4): 23-29.
- [6] 李杨, 黄杰文, 禹卫东. 高分辨率宽测绘带星载 SAR 距离向 DBF 处理[J]. 电子与信息学报, 2011, 33(6): 1510-1514.
- [7] LI Ning, WANG Robert, DENG Yunkai, et al. MOCO for High-Resolution ScanSAR via Full-Aperture Processing [J]. IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing, 2015, 8(4):1721-1726.
- [8] 刘燕, 吴元, 孙光才, 等. 圆轨迹环视 SAR 成像处理

[J]. 系统工程与电子技术, 2013, 35(4):730-734.

- [9] 李勇, 朱岱寅, 朱兆达. 环视 SAR 成像处理中的几何失真校正算法[J]. 南京航空航天大学学报, 2009, 41(2):232-237.
- [10] 刘昕. 合成孔径雷达原始回波频域模拟算法研究[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2014.

作者简介:



江焯 女, 1993 年生, 福建三明人, 硕士研究生, 主要研究方向为星载合成孔径雷达成像。
E-mail: nuua_jiangye@163.com



李勇 男, 1977 年生, 河南洛阳人, 副教授、硕士生导师, 主要研究方向为雷达信号处理、雷达系统。