

宽带双基地 MIMO 雷达的参数联合估计的新方法

李丽¹, 邱天爽²

(1. 大连大学 信息工程学院, 辽宁 大连 116622; 2. 大连理工大学 电子信息与电气工程学部, 辽宁 大连 116024)

摘 要: 提出了一种基于分数阶功率谱的宽带双基地 MIMO 雷达中参数联合估计的新方法。在许多情况下, 根据窄带信号模型对宽带回波信号中的参数进行估计是不合适的, 因此提出一个新的宽带回波信号模型对运动目标参数进行估计。根据分数阶功率谱(FPSD)的峰值点对多普勒频移因子和时延参数进行联合估计, 并依据分数阶功率谱的峰值点构造 2 个子阵, 提出的 FPSD-MUSIC 算法和 FPSD-ESPRIT 算法实现了对收发角的联合估计。接下来推导了该信号模型中参数估计的克拉美罗界。仿真实验验证了算法的有效性。

关键词: 宽带双基地 MIMO 雷达; 分数阶功率谱; 参数估计; FPSD-MUSIC 算法; FPSD-ESPRIT 算法; 克拉美罗界

中图分类号: TN911.7

文献标识码: A

文章编号: 1000-436X(2014)06-0192-08

Novel method for joint parameter estimation based on FPSD in wideband bistatic MIMO radar system

LI Li¹, QIU Tian-shuang²

(1. Information Engineering College, Dalian University, Dalian 116622, China;

2. Faculty of Electronic Information and Electrical Engineering, Dalian University of Technology, Dalian 116024, China)

Abstract: A novel algorithm to jointly estimate parameters based on the fractional power spectrum density (FPSD) was proposed in wideband bistatic MIMO radar system. In many applications, it is not appropriate to approximate the wideband signal by the narrowband model, so a novel wideband signal model was proposed to accurately estimate parameters of moving targets. Doppler stretch and time delay are estimated by searching the peak of the fractional power spectrum density (FPSD). Two subarrays are constructed based on the peak of the FPSD. Both direction of departures (DOD) and direction of arrivals (DOA) of the multiple targets are jointly estimated by employing the FPSD-MUSIC algorithm and FPSD-ESPRIT algorithm. Furthermore, the cramer-rao bound (CRB) for target parameters estimation of wideband signal model was derived. Simulation results are presented to verify the effectiveness of the proposed method.

Key words: wideband bistatic MIMO radar; fractional power spectrum density (FPSD); parameter estimation; FPSD-MUSIC algorithm; FPSD-ESPRIT algorithm; CRB

1 引言

双基地雷达在反隐身、抗干扰、抗反辐射导弹等方面具有潜在的优势, 但在实现上存在着时间、角度、频率同步的 3 大技术难题。多输入多输出(MIMO)雷达是一种新体制雷达, 具有很多优点, 因而成为学术界研究的热点。双基地 MIMO 雷达能够在没有角度同步条件下, 实现接收站目标角度和发射站目标角度的同时测量, 为双基地雷达目标定

位提供了一个新途径^[1-3]。

目标参数估计和定位是雷达信号处理的一个重要内容。现有的双基地 MIMO 雷达参数估计大都是基于窄带信号模型进行参数估计^[4-9]。例如, 文献[4]利用发射阵和接收阵的平移不变结构, 采用经典的 ESPRIT 算法估计目标的 2 维方位角, 但需要额外的 2 维参数配对过程。文献[5]提出一种基于联合矩阵对角化的快速多目标收发角估计算法。文献[9]提出了基于平行因子分析的收发角及多普勒频

率的联合估计方法。这些方法虽然对窄带信号模型的参数具有较好的估计性能, 但却不适合宽带信号模型。在宽带雷达系统中, 相对发射信号, 接收信号不仅存在多普勒频移而且含有多普勒频移因子。若采用窄带信号模型来描述回波信号是不合适的, 会导致估计性能变坏。对宽带双基地雷达目标参数估计的方法, 许多学者也进行了大量研究, 然而, 这些方法存在一定的局限性。文献[10,11]分别基于循环相关特性和宽带模糊函数提出了宽带回波信号的 Doppler 和多径时延联合估计的方法, 但是没能对实现收发角的估计, 然而收发角对于目标的精确定位也是非常重要的。文献[12]根据宽带模糊函数仅仅实现了 DOA 角度的估计, 文献[13]基于相关信号子空间提出了声学信号的 DOA 估计方法, 虽然这些方法都具有较好的性能, 但又缺少多普勒频率和时延参数的估计。目前, 已有的信号模型和算法中对宽带双基地 MIMO 雷达收发角和多普勒频率联合估计的研究很少。针对已有信号模型和算法的不足, 在深入研究宽带双基地 MIMO 雷达中参数联合估计问题的基础上, 本文提出一个新的宽带信号模型, 并提出一种基于分数阶功率谱的新方法实现了参数的联合估计。

2 新的信号模型

本文所用的双基地 MIMO 雷达系统结构如图 1 所示。发射和接收阵元数目分别为 Q 和 N , 阵元间距分别为 d_e 和 d_r , 设雷达工作在宽带远场条件, 发射阵列和接收阵列处于同一相位中心。假设在相同距离分辨单元上存在 L 个目标, (φ_l, θ_l) 表示第 l 个目标所对应的雷达发射角和接收角。在宽带雷达系统中, 接收信号相对发射信号存在着多普勒频移因子和时延。因此, 本文提出一个新的宽带信号模型。第 n 个接收阵元接收到的回波信号可以表示为

$$r_n(t) = \sum_{l=1}^L \sum_{q=1}^Q \{ \beta_l x_q(a_l(t - \tau_l)) A_q(\varphi_l) B_n(\theta_l) \} + w_n(t), \quad 0 \leq t \leq T \quad (1)$$

其中, $x_q(t) = A_q \exp(j2\pi(f_{q0}t + \mu_{q0}t^2/2))$ 为第 q 个发射阵元发射的信号, β_l 表示第 l 个目标的幅度衰减因子, a_l 为第 l 个目标产生的多普勒频移因子^[10~12], τ_l 为第 l 个运动目标收发阵元之间产生的时间延迟。 $A_q(\varphi_l) = \exp(j2\pi(q-1)d_e \sin \varphi_l / \lambda)$ 称为发射导向矢量, $B_n(\theta_l) = \exp(j2\pi(n-1)d_r \sin \theta_l / \lambda)$ 为接收

导向矢量, λ 为发射信号波长, 假设发射阵元间距和接收阵元间距均为等间隔, $d_e = d_r = \lambda/2$, $w_n(t)$ 为高斯白噪声。

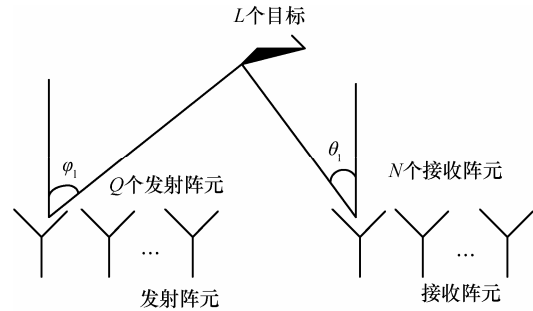


图 1 双基地 MIMO 雷达阵列模型

由于 LFM 信号在分数阶傅里叶变换域上呈现能量聚集特性, 且噪声的能量一般是均匀地分布在整个时频平面内。本文使用分数域内的带通滤波器^[14], 选择合适的带宽, 将回波信号在分数域内通过带通滤波器进行信号提取, 再进行 $-p$ 阶的分数阶傅里叶变换, 反变换回时间域, 即可得到匹配滤波后的信号 $r_{q,n}(t)$ 为

$$r_{q,n}(t) = \sum_{l=1}^L \beta_l x_q(a_l(t - \tau_l)) A_q(\varphi_l) B_n(\theta_l) + w_n(t) \quad (2)$$

其中, $r_{q,n}(t)$ 表示第 q 个发射阵元发射宽带信号经 L 个目标反射后在第 n 个接收阵元的输出。

$$r_{q,n} \in [r_{1,1}, \dots, r_{1,n}, \dots, r_{1,N}, \dots, r_{q,1}, \dots, r_{q,n}, \dots, r_{q,N}, \dots, r_{Q,1}, \dots, r_{Q,n}, \dots, r_{Q,N}]$$

3 基于分数阶功率谱的参数联合估计方法

以第 q 个发射信号经第 l 个目标反射后在第 n 个接收阵元的回波信号经匹配滤波后的输出 $r_{q,n,l}(t)$ 为例进行讨论, 根据式(2)得 $r_{q,n,l}(t)$ 的表达式如下

$$r_{q,n,l}(t) = \beta_l x_q(a_l(t - \tau_l)) A_q(\varphi_l) B_n(\theta_l) + w_n(t), \quad l = 1, 2, \dots, L \quad (3)$$

3.1 分数阶功率谱和分数阶相关函数

分数阶相关源于分数阶傅里叶变换, 其定义式为

$$\hat{R}_{xx}^\alpha(\zeta) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T R_{xx}(t + \zeta, t) \exp(jt\zeta \cot \alpha) dt \quad (4)$$

其中, $R_{xx}(t + \zeta, t)$ 为信号 $x(t)$ 的相关函数, ζ 为时间间隔。 α 为分数阶傅里叶变换的旋转角度。

分数阶功率谱密度函数的表达式为

$$P_{xx}^\alpha(m) = A_{-\alpha} F^\alpha \left[\hat{R}_{xx}^\alpha(\zeta) \right] (m) \exp(-jm^2 \cot \alpha / 2) \quad (5)$$

其中, $A_\alpha = \sqrt{1 - j \cot \alpha}$, m 为分数阶傅里叶变换域的频率。

3.2 多普勒频移因子及时延的联合估计

由分数阶相关函数的定义式(4), 可以得到式(2)的分数阶自相关函数 $\hat{R}_{rr, qnl}^\alpha(\zeta)$ 为

$$\begin{aligned} \hat{R}_{rr, qnl}^\alpha(\zeta) &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} r_{qnl}(t + \zeta) r_{qnl}^*(t) \exp(jt\zeta \cot \alpha) dt \\ &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} |\sigma_l|^2 \exp(j(2\pi\mu_{q_0} a_l^2 + \cot \alpha)t\zeta) \cdot \\ &\quad \exp(j2\pi((f_{q_0} a_l - \mu_{q_0} a_l^2 \tau_l)\zeta + \mu_{q_0} a_l^2 \zeta^2 / 2)) dt + \hat{R}_{rw}^\alpha(\zeta) \end{aligned} \quad (6)$$

其中, $\hat{R}_{rw}^\alpha(\zeta)$ 为信号与噪声的分数阶互相关函数, 可视为干扰项。

当 $\cot \alpha_{ql} = -2\pi\mu_{q_0} a_l^2$ 时, $\hat{R}_{rr, qnl}^\alpha(\zeta)$ 呈现能量聚集, 此时

$$\begin{aligned} \hat{R}_{rr, qnl}^{\alpha_{ql}}(\zeta) &= |\sigma_l|^2 \exp(j2\pi((f_{q_0} a_l - \mu_{q_0} a_l^2 \tau_l)\zeta + \mu_{q_0} a_l^2 \zeta^2 / 2)) \cdot \\ &\quad dt + \hat{R}_{rw}^{\alpha_{ql}}(\zeta) \end{aligned} \quad (7)$$

可见, $\hat{R}_{rr, qnl}^{\alpha_{ql}}(\zeta)$ 关于 ζ 具有线性调频信号的表示形式。

再根据分数阶功率谱和分数阶相关函数的关系, 可以得到式(3)的分数阶功率谱为

$$\begin{aligned} P_{rr, qnl}^\alpha(m) &= A_{-\alpha} F^\alpha \left[\hat{R}_{rr, qnl}^\alpha(\zeta) \right] (m) \exp(-jm^2 \cot \alpha / 2) \\ &= \sqrt{\frac{1}{2\pi}} A_{-\alpha} A_\alpha \int_{-\frac{\zeta}{2}}^{+\frac{\zeta}{2}} \int_{-\frac{\zeta}{2}}^{+\frac{\zeta}{2}} \exp(j(\cot \alpha / 2 + \pi\mu_{q_0} a_l^2)\zeta^2) \cdot \\ &\quad \exp(j(2\pi(f_{q_0} a_l - \mu_{q_0} a_l^2 \tau_l) - m \csc \alpha)\zeta) d\zeta + P_{rw}^\alpha(m) \end{aligned} \quad (8)$$

当 (α, m) 满足式(9)时, $P_{rr, qnl}^\alpha(m)$ 存在峰值点, 此时

$$\begin{cases} \cot \alpha_{ql} = -2\pi\mu_{q_0} a_l^2 \\ 2\pi(f_{q_0} a_l - \mu_{q_0} a_l^2 \tau_l) = m_{ql} \csc \alpha_{ql} \\ P_{rr, qnl}^{\alpha_{ql}}(m_{ql}) = \sqrt{\frac{1}{2\pi}} A_{-\alpha_{ql}} A_{\alpha_{ql}} T |\sigma_l|^2 \end{cases} \quad (9)$$

由式(9)可以得到多普勒尺度因子及时延的估计值为

$$\begin{cases} a_l = \sqrt{-\cot \alpha_{ql} / (2\pi\mu_{q_0})} \\ \tau_l = (2\pi f_{q_0} a_l - \csc \alpha_{ql} m_{ql}) / (2\pi\mu_{q_0} a_l^2) \end{cases} \quad (10)$$

3.3 发射角和接收角的估计

根据式(10), 定义变量 $y_l(t)$ 为

$$y_l(t) = x(a_l(t - \tau_l)), l = 1, 2, \dots, L \quad (11)$$

由式(6)可得到式(11)与 $r_{q, n, l}(t)$ 的分数阶互相关函数为

$$\begin{aligned} \hat{R}_{ry, qnl}^\alpha(\zeta) &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} r_{qnl}(t + \zeta) y_l^*(t) \exp(jt\zeta \cot \alpha) dt \\ &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} |\beta_l|^2 A_q(\varphi_l) B_n(\theta_l) \exp(j(2\pi\mu_{q_0} a_l^2 + \cot \alpha)t\zeta) \cdot \\ &\quad \exp(j2\pi((f_{q_0} a_l - \mu_{q_0} a_l^2 \tau_l)\zeta + \mu_{q_0} a_l^2 \zeta^2 / 2)) dt + \hat{R}_{rw}^\alpha(\zeta) \end{aligned} \quad (12)$$

当 $\cot \alpha_{ql} = -2\pi\mu_{q_0} a_l^2$ 时, $\hat{R}_{ry, qnl}^\alpha(\tau)$ 也呈现能量聚集。此时式(11)与 $r_{q, n, l}(t)$ 的分数阶功率谱函数为

$$\begin{aligned} P_{ry, qnl}^\alpha(m) &= A_{-\alpha} F^\alpha \left[\hat{R}_{ry, qnl}^\alpha(\tau) \right] (m) \exp(-jm^2 \cot \alpha) \\ &= \sqrt{\frac{1}{2\pi}} A_{-\alpha} A_\alpha \int_{-\frac{\zeta}{2}}^{+\frac{\zeta}{2}} \int_{-\frac{\zeta}{2}}^{+\frac{\zeta}{2}} |\beta_l|^2 A_q(\varphi_l) B_n(\theta_l) \cdot \\ &\quad \exp(j(\cot \alpha / 2 + \pi\mu_{q_0} a_l^2)\zeta^2) \cdot \\ &\quad \exp(j(2\pi(f_{q_0} a_l - \mu_{q_0} a_l^2 \tau_l) - m \csc \alpha)\zeta) d\zeta + P_{rw}^\alpha(m) \end{aligned} \quad (13)$$

同理, 式(13)在 (α, m) 满足式(9)时存在峰值点, 设此时峰值点为 $P_{ry, qnl}^{\alpha_{ql}}(m_{ql})$, 则式(14)成立

$$P_{ry, qnl}^{\alpha_{ql}}(m_{ql}) = P_{rr, qnl}^{\alpha_{ql}}(m_{ql}) A_q(\varphi_l) B_n(\theta_l) \quad (14)$$

在第 l 个目标反射的回波信号的分数阶功率谱的峰值点 (α_{ql}, m_{ql}) 处

$$P_{ry}^{\alpha_{ql}}(m_{ql}) = P_{ry, l}^{\alpha_{ql}}(m_{ql}) + \sum_{\rho \neq l}^L P_{ry, \rho}^{\alpha_{ql}}(m_{ql}) + P_w^{\alpha_{ql}}(m_{ql}) \quad (15)$$

具有不同多普勒频率尺度因子信号的分数阶功率谱在 (α_{ql}, m_{ql}) 处的取值很小, 在处理中可以视为干扰项, 根据式(14)和式(15), 可得

$$P_{ry, qnl}^{\alpha_{ql}}(m_{ql}) = P_{ry, qnl}^{\alpha_{ql}}(m_{ql}) + P_w^{\alpha_{ql}}(m_{ql}) \quad (16)$$

选择分数阶傅里叶域上 L 个峰值点的数据作为该阵元的观测数据, 则第 n 个阵元上的空间时频输出为

$$\mathbf{P}_{ry, qn}^\alpha = \left[P_{ry, qn1}^{\alpha_{q1}}(m_{q1}) \quad P_{ry, qn2}^{\alpha_{q2}}(m_{q2}) \quad \dots \quad P_{ry, qnL}^{\alpha_{qL}}(m_{qL}) \right] \quad (17)$$

根据式(16)和式(17), 将所有阵元的空间时频输出表示为向量形式, 即可得到基于分数阶傅里叶变

换的空间时频分布数据模型

$$P = BAZ + N \quad (18)$$

其中,

$$P = \begin{bmatrix} P_{ry,q1}^\alpha & P_{ry,q2}^\alpha & \cdots & P_{ry,qN}^\alpha \end{bmatrix}^T$$

$$Z = \text{diag} \{ P_{rr,1}^{\alpha_{q1}} \quad P_{rr,2}^{\alpha_{q2}} \quad \cdots \quad P_{rr,L}^{\alpha_{qL}} \}$$

$$B = [B_1 \quad B_2 \quad \cdots \quad B_L]$$

$$B_l = [B_1(\theta_l) \quad B_2(\theta_l) \quad \cdots \quad B_N(\theta_l)]^T$$

$$A = \text{diag} \{ A_q(\varphi_1) \quad A_q(\varphi_2) \quad \cdots \quad A_q(\varphi_L) \}$$

本文构造 2 个子阵 P_1 和 P_2 , 2 个子阵的空间时频输出的数据模型为

$$P_1 = BZ + N_1 \quad q = 1 \quad (19)$$

$$P_2 = BAZ + N_2 \quad q \neq 1 \quad (20)$$

3.3.1 接收角的估计

首先, 构造子阵 P_1 的相关矩阵 $R_{P_1 P_1}$, 由于信号与噪声不相关, 且信号与噪声相互独立, 对 $R_{P_1 P_1}$ 进行特征分解, 可以得到

$$R_{P_1 P_1} = U_Z \sum_Z U_Z^H + U_N \sum_N U_N^H \quad (21)$$

其中, U_Z 是由大特征值对应的特征矢量张成的子空间也即信号子空间, 而 U_N 是由小特征值对应的特征矢量张成的子空间也即噪声子空间。

利用分数阶互功率谱的相关矩阵代替传统的阵列相关矩阵, 可得到基于分数阶互功率谱的 MUSIC (FPSD-MUSIC) 算法的空间谱为

$$P(\theta) = \frac{1}{B^H(\theta) U_N U_N^H B(\theta)} \quad (22)$$

对 $P(\theta)$ 进行谱峰搜索, 可得到第 l 个目标发射回波信号的接收角的估计值 θ_l 。

3.3.2 发射角的估计

定义 2 个矩阵 C_{11} 和 C_{12}

$$C_{11} = R_{P_1 P_1} - \sigma^2 I = BR_{ZZ} B^H \quad (23)$$

$$C_{12} = R_{P_1 P_2} - \sigma^2 \Psi = BAR_{ZZ} B^H \quad (24)$$

其中, $\Psi = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 \\ 1 & 0 & \vdots \\ \vdots & 1 & \ddots \\ 0 & \cdots & 1 & 0 \end{bmatrix}$

根据式(23)和式(24), 可以得到如下的表达式

$$C_{12} C_{11}^\# B = BA \quad (25)$$

其中, $()^\#$ 表示伪逆矩阵。

由于接收角 θ_l 已经由式(22)估计得到, 因此矩阵 A 也可以写成

$$A = B^\# C_{12} C_{11}^\# B \quad (26)$$

因此, 发射角的估计值 φ_l 可以由下面的表达式估计得到。

$$\varphi_l = \arcsin(\arg(a_l)/(q-1)\pi) \quad (27)$$

其中, a_l 是矩阵 A 主对角线上的元素, $\arg(a_l)$ 表示取 a_l 的相位角。

3.4 本文算法的具体步骤

1) 借助匹配滤波器对接收信号进行分离, 得到分离后的信号 $r_{qn}(t)$ 。

2) 求信号 $r_{qn}(t)$ 的分数阶功率谱 $P_{rr,qnl}^\alpha(m)$, 搜索分数阶功率谱 $P_{rr,qnl}^\alpha(m)$ 的峰值点, 根据式(9)得到多普勒频移因子和时延的估计值。

3) 基于分数阶功率谱的峰值构造 2 个子阵 R_1 和 R_2 。

4) 对上述 2 个子阵, 分别采用 FPSD-MUSIC 算法和 FPSD-ESPRIT 算法实现了 DOA 和 DOD 的联合估计。

4 克拉美罗界

本节推导了本文所提出的信号模型中参数估计的克拉美罗界(CRB)。所有阵元经匹配滤波器后的输出可表示为

$$r(t) = K(a, \tau, \varphi, \theta, t) \beta + N(t) \quad (28)$$

其中, $r = [r_{1,1}, r_{1,2}, \dots, r_{N,Q}]$, $K(a, \tau, \varphi, \theta) = [k(a_1, \tau_1, \varphi_1, \theta_1), \dots, k(a_L, \tau_L, \varphi_L, \theta_L)]$, $\beta = [\beta_1, \dots, \beta_L]^T$, $k(a_l, \tau_l, \varphi_l, \theta_l) = [x(a_l, \tau_l, t) \circ A(\varphi_l)] * B(\theta_l)$, \circ 和 $*$ 分别表示 Schur-Hadamard 积和 Kronecker 积。由式(28)的信号模型可得参数 $a = [a_1, a_2, \dots, a_L]$, $\tau = [\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_L]$, $\varphi = [\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_L]$ 和 $\theta = [\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_L]$ 的 Fisher 信息矩阵 $\Gamma(\xi)$ 。

根据文献[15~18], Fisher 信息矩阵中第 (i, j) 个元素的表达式为

$$\Gamma_{ij}(\xi) = 2 \text{Re} \sum_{t=1}^N \left\{ \left(\frac{\partial K(a, \tau, \varphi, \theta) \beta}{\partial \xi_i} \right)^H Q_n^{-1} \left(\frac{\partial K(a, \tau, \varphi, \theta) \beta}{\partial \xi_j} \right) \right\} \quad (29)$$

由式(29)可推导出信号模型(28)中参数的 Fisher 信息矩阵中各元素如下。

$$\Gamma_{aa}(\xi) = 2\text{Re} \sum_{i=1}^N \left\{ \Delta^H (K'_a(a, \tau, \varphi, \theta))^H Q_n^{-1} (K'_a(a, \tau, \varphi, \theta)) \Delta \right\} \quad (30)$$

$$\Gamma_{\tau\tau}(\xi) = 2\text{Re} \sum_{i=1}^N \left\{ \Delta^H (K'_\tau(a, \tau, \varphi, \theta))^H Q_n^{-1} (K'_\tau(a, \tau, \varphi, \theta)) \Delta \right\} \quad (31)$$

$$\Gamma_{\varphi\varphi}(\xi) = 2\text{Re} \sum_{i=1}^N \left\{ \Delta^H (K'_\varphi(a, \tau, \varphi, \theta))^H Q_n^{-1} (K'_\varphi(a, \tau, \varphi, \theta)) \Delta \right\} \quad (32)$$

$$\Gamma_{\theta\theta}(\xi) = 2\text{Re} \sum_{i=1}^N \left\{ \Delta^H (K'_\theta(a, \tau, \varphi, \theta))^H Q_n^{-1} (K'_\theta(a, \tau, \varphi, \theta)) \Delta \right\} \quad (33)$$

$$\Gamma_{a\tau}(\xi) = 2\text{Re} \sum_{i=1}^N \left\{ \Delta^H (K'_a(a, \tau, \varphi, \theta))^H Q_n^{-1} (K'_\tau(a, \tau, \varphi, \theta)) \Delta \right\} \quad (34)$$

$$\Gamma_{a\varphi}(\xi) = 2\text{Re} \sum_{i=1}^N \left\{ \Delta^H (K'_a(a, \tau, \varphi, \theta))^H Q_n^{-1} (K'_\varphi(a, \tau, \varphi, \theta)) \Delta \right\} \quad (35)$$

$$\Gamma_{a\theta}(\xi) = 2\text{Re} \sum_{i=1}^N \left\{ \Delta^H (K'_a(a, \tau, \varphi, \theta))^H Q_n^{-1} (K'_\theta(a, \tau, \varphi, \theta)) \Delta \right\} \quad (36)$$

$$\Gamma_{\tau\varphi}(\xi) = 2\text{Re} \sum_{i=1}^N \left\{ \Delta^H (K'_\tau(a, \tau, \varphi, \theta))^H Q_n^{-1} (K'_\varphi(a, \tau, \varphi, \theta)) \Delta \right\} \quad (37)$$

$$\Gamma_{\tau\theta}(\xi) = 2\text{Re} \sum_{i=1}^N \left\{ \Delta^H (K'_\tau(a, \tau, \varphi, \theta))^H Q_n^{-1} (K'_\theta(a, \tau, \varphi, \theta)) \Delta \right\} \quad (38)$$

$$\Gamma_{\varphi\theta}(\xi) = 2\text{Re} \sum_{i=1}^N \left\{ \Delta^H (K'_\varphi(a, \tau, \varphi, \theta))^H Q_n^{-1} (K'_\theta(a, \tau, \varphi, \theta)) \Delta \right\} \quad (39)$$

其中,

$$\Delta = \text{diag}\{\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_L\} \quad (40)$$

$$K'_a(a, \tau, \varphi, \theta) = \frac{\partial K(a, \tau, \varphi, \theta)}{\partial a} = [x'_{(a)}(a, \tau, t) \circ A(\varphi)] * B(\theta) \quad (41)$$

$$x'_{(a)}(a, \tau, t) = \left[\frac{\partial x(a_1(t-\tau_1))}{\partial a_1}, \frac{\partial x(a_2(t-\tau_2))}{\partial a_2}, \dots, \frac{\partial x(a_L(t-\tau_L))}{\partial a_L} \right] \quad (42)$$

$$K'_\tau(a, \tau, \varphi, \theta) = [x'_{(\tau)}(a, \tau, t) \circ A(\varphi)] * B(\theta) \quad (43)$$

$$x'_{(\tau)}(a, \tau, t) = \left[\frac{\partial x(a_1(t-\tau_1))}{\partial \tau_1}, \frac{\partial x(a_2(t-\tau_2))}{\partial \tau_2}, \dots, \frac{\partial x(a_L(t-\tau_L))}{\partial \tau_L} \right] \quad (44)$$

$$K'_\varphi(a, \tau, \varphi, \theta) = [x(a, \tau, t) \circ A'(\varphi)] * B(\theta) \quad (45)$$

$$A'(\varphi) = \left[\frac{\partial A(\varphi_1)}{\partial \varphi_1}, \frac{\partial A(\varphi_2)}{\partial \varphi_2}, \dots, \frac{\partial A(\varphi_L)}{\partial \varphi_L} \right] \quad (46)$$

$$K'_\theta(a, \tau, \varphi, \theta) = [x(a, \tau, t) \circ A(\varphi)] * B'(\theta) \quad (47)$$

$$B'(\theta) = \left[\frac{\partial B(\theta_1)}{\partial \theta_1}, \frac{\partial B(\theta_2)}{\partial \theta_2}, \dots, \frac{\partial B(\theta_L)}{\partial \theta_L} \right] \quad (48)$$

因此 CRB 矩阵为

$$\text{CRB}(\xi) = \Gamma^{-1} \quad (49)$$

5 仿真实验及分析

仿真实验参数设置, 发射阵元和接收阵元数目分别为 $Q=4$ 和 $N=4$, 并假设双基地 MIMO 雷达远场存在 2 个目标, 即 $L=2$, 相对于发射阵元和接收阵元的发射角和接收角分别为 $(\varphi_1, \theta_1) = (20^\circ, 30^\circ)$, $(\varphi_2, \theta_2) = (50^\circ, 60^\circ)$, 多普勒频移因子 $a_1 = 0.9$, $a_2 = 1.1$, 多径时延分别为 $\tau_1 = 80/f_s$, $\tau_2 = 160/f_s$ 。2 个 LFM 信号的初始频率、频率调制率及幅度分别为 $f_{10} = 0.25 \text{ kHz}$, $\mu_{10} = 200 \text{ Hz}$, $A_1 = 2$, $f_{20} = 0.5 \text{ kHz}$, $\mu_{20} = 100 \text{ Hz}$, $A_2 = 4$, 采样频率为 $f_s = 1 \text{ kHz}$, 采样点数为 3 000, 进行 500 次 Monte-Carlo 实验。

实验 1 比较本文算法和文献[11]关于时延和多普勒频移因子估计的性能。

从图 2 中可以看出, 本文算法在 $\text{SNR} > -5 \text{ dB}$ 时, 具有较稳定的估计性能。这是因为当 $\cot \alpha_{q_l} = -2\pi\mu_{q_0}a_l^2$ 时, 分数阶相关函数 $\hat{R}_{rr, qnl}^{\alpha_{q_l}}(\zeta)$ 关于时延 ζ 具有线性调频特性, 对其进行分数阶傅里叶变换得到的分数阶功率谱具有能量聚集特性, 而随机噪声不具有这个特性。在此信噪比条件下, 通过谱峰搜索, 可以得到较为准确的分数阶功率谱的峰值点使得图 2 中本文方法的误差较为均匀稳定, 尤其是满足 $\text{SNR} > -5 \text{ dB}$ 时。当 $\text{SNR} < -5 \text{ dB}$ 时, 由于分数阶相关函数 $\hat{R}_{rr, qnl}^{\alpha_{q_l}}(\zeta)$ 被噪声湮没, 使得搜索到的分数阶功率谱的峰值点并不准确的是信号的分数阶功率谱的峰值。这样, 根据不准确的峰值点位置按照式(9)和式(10)得到的时延和多普勒频移因

子也有较大误差。因此，当信噪比较低时，本文算法参数估计的性能有所下降。

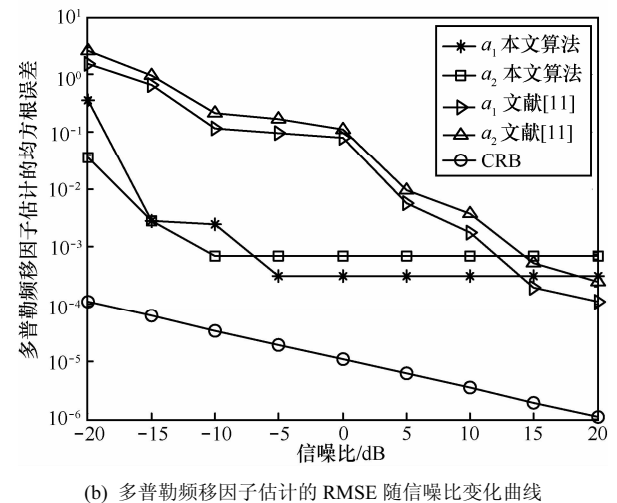
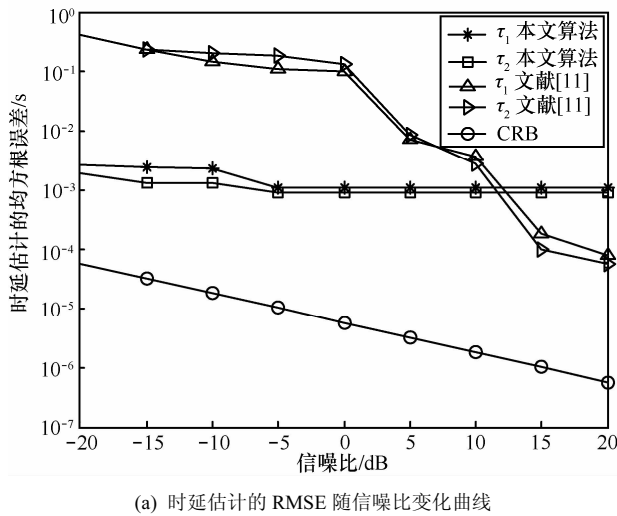


图2 时延和多普勒频移因子估计的 RMSE 随信噪比变化曲线

由图 2 还可以发现，当 $SNR > 10$ dB 时，本文算法对时延和多普勒频移因子的估计未能超越文献 [11] 的结果。分析其原因，这主要是由于本文算法对分数阶功率谱进行峰值搜索的步长选择造成的。适当减小搜索步长可以适当改善参数估计的精度，如图 3 所示。

从图 3 可知，参数估计的 RMSE 随着搜索步长 α 的减小而变小，但是提高搜索精度会增加算法的运算量。下一步工作的重点是选择合适的峰值搜索方法以提高参数的估计精度。通过仿真及分析，本文算法在较低信噪比环境下仍具有较好的性能。

实验 2 比较本文算法与文献 [9] 关于发射角和接收角估计的性能。

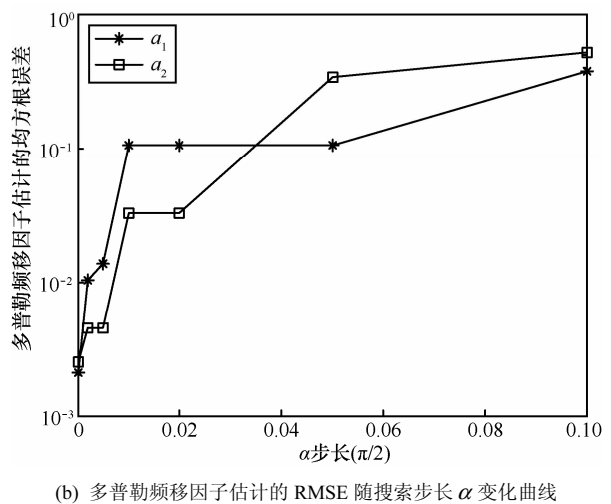
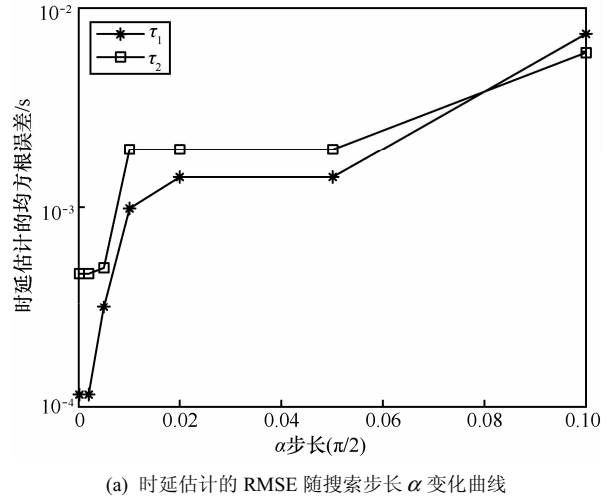
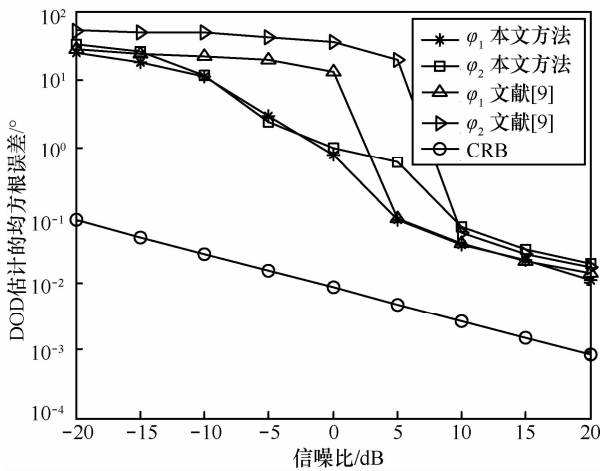


图3 时延和多普勒频移因子估计的 RMSE 随搜索步长 α 变化曲线

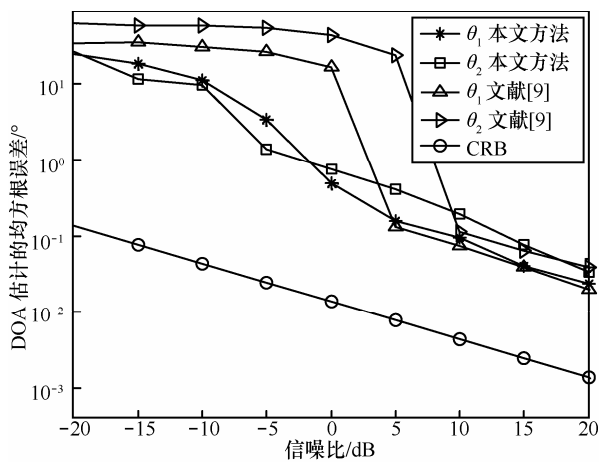
从图 4 中可以看出，在 $SNR < 10$ dB 时，本文方法对收发角的估计性能优于文献 [9] 方法。而在 $SNR > 10$ dB 时本文算法收发角的估计性能稍弱于文献 [9]。这是因为本文算法对收发角估计的 2 个子阵是根据分数阶功率谱的峰值点及时延和多普勒频移因子的估计值来构造的。可见，时延和多普勒频移因子的估计误差会对 DOD 和 DOA 的估计精度产生影响。由于当 $SNR > 10$ dB 时，本文算法对时延和多普勒频移因子的估计性能有所下降，故在此信噪比环境下，本文算法对收发角的估计性能稍弱于文献 [9]。仿真实验及分析表明本文算法在较低信噪比环境下具有较好的估计性能。如何在 $SNR > 10$ dB 时进一步提高收发角的估计性能是下一步研究的重点。

实验 3 图 5 显示了当 $SNR = 8$ dB 时，本文算法和文献 [9] 算法发射角和接收角配对估计星座图，

由图可以看出，本文算法的发射角和接收角的估计性能优于文献[9]，仿真实验表明本文方法具有较好的性能。



(a) 发射角估计的 RMSE 随信噪比变化曲线



(b) 接收角估计的 RMSE 随信噪比变化曲线

图 4 发射角和接收角估计的 RMSE 随信噪比变化曲线

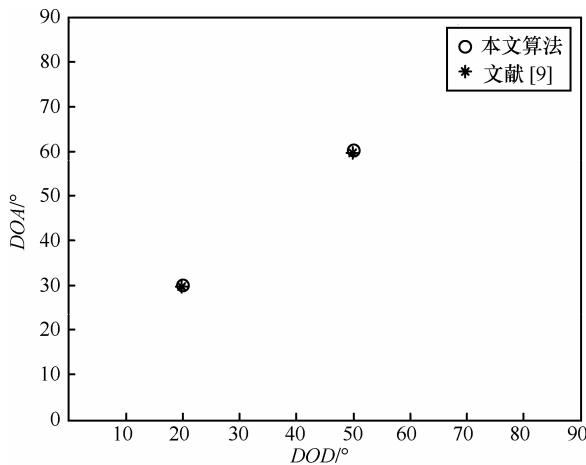


图 5 发射角和接收角估计的星座图

6 结束语

本文以线性调频信号作为发射信号，研究了宽带双基地 MIMO 雷达系统中参数估计的问题。在宽带雷达系统中，相对发射信号，接收信号不仅存在多普勒频移而且含有多普勒频移因子。由此提出了一个新的宽带回波信号模型。利用分数阶相关函数和分数阶功率谱密度的关系理论，提出了一种新的多普勒频率因子、时延及收发角联合估计算法。该方法通过分数阶功率谱峰值点搜索实现了多普勒频移因子和时延的联合估计；再根据分数阶功率谱的峰值点推导了分数阶傅里叶域内的 2 个子阵，并提出 FPSD-MUSIC 算法和 FPSD-ESPRIT 算法估计出目标的 DOA 和 DOD 参数。进一步推导了宽带回波信号模型中参数估计的克拉美罗界。通过计算机仿真与文献[11]基于 PARAFAC 算法和文献[9]基于宽带模糊函数算法进行了比较，结果表明了本文算法在低信噪比时具有更好的估计精度，更利于实际中应用。

参考文献:

- [1] FISHLER E, HAIMOVICH A, BLU M, *et al.* Spatial diversity in radars models and detection performance[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2006, 54(3):823-838.
- [2] STOICA P, LI J, XIE Y. On probing signal design for MIMO radar[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2007, 55(8):4151-4161.
- [3] BENCHEIKH M L, WANG Y D, HE H Y. A subspace-based technique for joint DOA-DOD estimation in bistatic MIMO radar[A]. Proc 11th International Radar Symposium (IRS)[C]. Vilnius, Lithuania, 2010.1-4.
- [4] CHEN D F, CHEN B X, QI G D. Angle estimation using ESPRIT in MIMO radar [J]. Electronics Letters, 2008, 44(12):770-771.
- [5] 程院兵, 顾红, 苏卫民. 基于联合矩阵对角化的双基地 MIMO 雷达 DOD-DOA 估计[J]. 电子与信息学报, 2012, 34(4):904-909. CHENG Y B, GU H, SU W M. DOD-DOA estimation using joint matrix diagonalization in bistatic MIMO radar[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2012, 34(4):904-909.
- [6] 吴跃波, 郑志东, 杨景曙. 一种新的双基地 MIMO 雷达收发角和多普勒频率联合估计方法[J]. 电子与信息学报, 2011, 33(8):1816-1821. WU Y B, ZHENG Z D, YANG J S. A new method for DOA-DOD and doppler frequency jointly estimating of bistatic MIMO radar[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2011, 33(8):1816-1821.
- [7] 郑志东, 王挺, 张剑云等. 基于块 Hankel 矩阵构造的双基地 MIMO 雷达相干多目标定位[J]. 电子与信息学报, 2012, 34(5): 1082-1087. ZHENG Z D, WANG T, ZHANG J Y, *et al.* Coherent multi-target localization for bistatic MIMO radar based on block Hankel matrix construction[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2012, 34(5):1082-1087.
- [8] 符渭波, 苏涛, 赵永波等. 空间色噪声环境下双基地 MIMO 雷达角

- 度和多普勒频率联合估计方法[J]. 电子与信息学报, 2011,33(12): 2858-2862.
- FU W B, SU T, ZHAO Y B, *et al.* Joint estimation of angle and Doppler frequency for bistatic MIMO radar in spatial colored noise[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2011,33(12): 2858-2862.
- [9] 张剑云, 郑志东, 李小波. 双基地 MIMO 雷达收发角及多普勒频率的联合估计算法[J]. 电子与信息学报, 2010,32(8):1843-1848.
- ZHANG J Y, ZHENG Z D, LI X B. An algorithm for DOD-DOA and doppler frequency jointly estimating of bistatic MIMO radar[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2010, 32(8):1843-1848.
- [10] WEISS L G. Wavelets and wideband correlation processing[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1994, 11(1):13-32.
- [11] QU J, KON M W, LUO Z Q. The estimation of time delay and Doppler stretch of wideband signals[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1995, 43(4): 904-916.
- [12] MA N, GOH J T. Ambiguity-function-based techniques to estimate DOA of broadband chirp signals[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2006, 54(5):1826-1839.
- [13] CHEN H W, ZHAO J W. Wideband MVDR beamforming for acoustic vector sensor linear array[J]. IEEE Proceedings of Radar, Sonar and Navigation, 2004,151(3):158-162.
- [14] 陶然, 邓兵, 王越. 分数阶傅里叶变换及其应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 2009.
- TAO R, DENG B, WANG Y. Fractional Fourier Transform and Its Application[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2009.
- [15] GERSHMAN A B, PESAVENTO M, AMIN M G. Estimating parameters of multiple wideband polynomial-phase sources in sensor arrays[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2011,49(12): 2924-2934.
- [16] SWINDLEHURST A L, STOICA P. Maximum likelihood methods in radar array signal processing[J]. Proceedings of the IEEE, 1998,86(2): 421-441.
- [17] BAI L, YIN Q Y. CRB for carrier frequency offset estimation with pilot and virtual subcarriers. IEEE Communications Letters, 2012, 16(4):522-525.
- [18] BEKKERMAN I, TABRIKIAN J. Target detection and localization using MIMO radars and sonars[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2006, 54 (10):3873-3883.

作者简介:



李丽(1979-), 女, 黑龙江佳木斯人, 博士, 大连大学讲师, 主要研究方向为阵列信号处理等。

邱天爽(1954-), 男, 江苏海门人, 博士, 大连理工大学教授、博士生导师, 主要研究方向为数字信号处理理论与应用等。

(上接第 191 页)

- PAN R, LIU Y, HOU Z X, *et al.* Image coding and reconstruction via compressed sensing based on partial DCT coefficients[J]. Acta Automatica Sinica, 2011, 37(6):674-681.
- [17] WANG Z, BOVIK A C, SHEIKH H R, *et al.* Image quality assessment: from error measurement to structural similarity[J]. IEEE Transactions on Image Process, 2004, 13(4): 600-612.

作者简介:



郑明魁(1976-), 男, 福建闽侯人, 福州大学博士生、讲师, 主要研究方向为多媒体通信、视频编码等。

苏凯雄[通信作者](1959-), 男, 福建罗源人, 硕士, 福州大学教授、博士生导师, 主要研究方向为多媒体通信、数字电视广播等。E-mail:skx@fzu.edu.cn.

王卫星(1959-), 男, 瑞典籍华人, 博士, 福州大学教授、博士生导师, 主要研究方向为图像处理与融合等。

兰诚栋(1981-), 男, 福建连江人, 博士, 福州大学讲师, 主要研究方向为图像处理与视频编码等。

杨秀芝(1963-), 女, 山西灵石人, 硕士, 福州大学副教授、硕士生导师, 主要研究方向为多媒体通信、数字电视等。