

# 双基地 MIMO 雷达收发角和多普勒频率参数的联合估计方法

李 丽<sup>1,2</sup>, 邱天爽<sup>1</sup>

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

**摘 要:** 本文提出了一种基于分数阶功率谱的双基地 MIMO 雷达发射角、接收角及多普勒频率参数的联合估计方法. 针对目标的运动速度及运动状态的不断变化导致回波信号中存在时变的多普勒频率, 本文提出一个新的回波信号模型. 针对该模型通过搜索分数阶功率谱(FPSD)的峰值点实现多普勒频率参数的联合估计. 随后, 基于分数阶功率谱构造两个子阵, 分别采用所提出的 FPSD-MUSIC 算法和 FPSD-ESPRIT 算法实现收发角的联合估计. 接下来推导了该信号模型中目标参数估计的克拉美罗界. 仿真实验验证了该文所提算法的有效性.

**关键词:** 双基地 MIMO 雷达; 分数阶功率谱; FPSD-MUSIC 算法; FPSD-ESPRIT 算法; 克拉美罗界

**中图分类号:** TN958      **文献标识码:** A      **文章编号:** 0372-2112 (2013) 12-2462-06

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn>      **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2013.12.022

## An Algorithm for DOD-DOA and Doppler Parameters Jointly Estimating in Bistatic MIMO Radar System

LI Li<sup>1,2</sup>, QIU Tian-shuang<sup>1</sup>

(1. Faculty of Electronic Information and Electrical Engineering, Dalian University of Technology, Dalian, Liaoning 116024, China;

2. Information Engineering College, Dalian University, Dalian, Liaoning 116622, China)

**Abstract:** A new algorithm to jointly estimate the DOD-DOA and Doppler parameters of bistatic multiple-input multiple-output(MIMO)radar is proposed based on the fractional power spectrum density. For moving target, the echo often contains time-varied Doppler frequency. A new signal array model of bistatic MIMO radar system is constructed in this paper. Doppler parameters are estimated by searching the peak of fractional power spectrum density(FPSD). Two subarrays are constructed based on FPSD. Both direction of departures(DODs)and direction of arrivals(DOAs)of the multiple targets are estimated by employing the FPSD-MUSIC algorithm and FPSD-ESPRIT algorithm. Furthermore, the Cramér-Rao bound(CRB)for target parameters estimation is derived. Simulation results are presented to verify the effectiveness of the proposed method.

**Key words:** bistatic multiple-input multiple-output(MIMO)radar; fractional power spectrum density(FPSD); FPSD-MUSIC algorithm; FPSD-ESPRIT algorithm; Cramér-Rao bound(CRB)

## 1 引言

双基地 MIMO 雷达是将 MIMO 技术与双基地雷达技术相结合形成的一种新体制雷达,它避开了双基地固有的三大同步难题. 目标跟踪和检测、目标参数估计和目标成像等方面有明显优势,因而成为雷达领域的一个研究热点<sup>[1~9]</sup>. 按照阵元天线配置距离和信号处理方式把 MIMO 雷达划分为两大类:一类是统计 MIMO 雷达,其发射接收系统由多个相距足够远的发射/接收单元组成,发射源互不相关,接收机非相参处理,每一个发射-接收对,能获得目标的独立散射响应. 发射系统从多个不同角度照射探测目标,接收系统接收目标不同角度的

回波信号,各接收信号统一进行统计处理. 另一类是相干 MIMO 雷达,其特点是收发阵列中的各个子阵天线集中放置并且间距较小,目标处于发射-接收阵的远场,各阵元发射信号相互正交,借助匹配滤波器组完成发射信号分离. 本文研究双基地相干 MIMO 雷达的目标定位及参数估计问题.

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针对静止目标或者假设已知目标多普勒频率,仅对目标的角度进行估计<sup>[4~6]</sup>. 对双基地 MIMO 雷达中收发角和多普勒频率联合估计的研究很少,文献[7~10]分别采用最小二乘法及迭代算法、基于矩阵的正交性及基于 PARA

FAC 的三面阵模型等方法对目标的收发角和多普勒频率进行估计,算法简单快速.但这些算法都是假定目标的多普勒频率在处理过程中是恒定的,实际上由于目标与接收阵元之间相对运动的运动速度、运动方向等参数都是不断变化的<sup>[11]</sup>,使得回波信号中存在时变的多普勒频率.若假定其是恒定的,则必然会导致估计精度下降.针对已有算法及模型的不足,本文提出了一种新的双基地 MIMO 雷达信号阵列模型,针对该模型提出了多普勒频率参数及收发角联合估计的新方法,并推导了该信号模型中参数估计的克拉美罗界,仿真实验表明该算法在信噪比较低时仍然具有很好的性能.

## 2 信号模型

本文所用的双基地 MIMO 雷达系统结构如图 1 所示.  $Q$  个发射阵元,  $N$  个接收阵元,阵元间距分别为  $d_t$  和  $d_r$ . 设雷达工作在窄带远场条件,接收阵列和发射阵列处于同一相位中心. 假设有  $L$  个目标,  $\varphi_l$  和  $\theta_l$  分别表示第  $l$  个目标的发射角和接收角. 由于运动目标运动速度、运动方向等参数都是不断变化的,使得回波信号中存在时变的多普勒频率,根据这一特性本文提出一个新的双基地 MIMO 雷达阵列信号模型,第  $n$  个接收阵元接收到的回波信号  $r_n(t)$  可表示为:

$$r_n(t) = \sum_{l=1}^L \sum_{q=1}^Q \{ \sigma_l x_q(t) \exp(j2\pi(f_l t + \mu_l t^2/2)) \cdot A_q(\varphi_l) B_n(\theta_l) \} + w_n(t), 0 \leq t \leq T \quad (1)$$

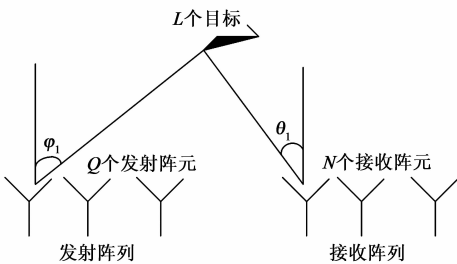


图1 双基地MIMO雷达阵列模型

其中  $\sigma_l$  表示第  $l$  个目标的反射系数,  $x_q(t)$  表示第  $q$  个阵元发射的正交信号矢量,  $f_l$  和  $\mu_l$  分别为第  $l$  个目标产生的多普勒频率的初始频率 (Initial Doppler Frequency, IDF) 和调频率 (Doppler Frequency Rate, DFR),  $A_q(\varphi_l) = \exp(j2\pi(q-1)d_t \sin\varphi_l/\lambda)$  和  $B_n(\varphi_l) = \exp(j2\pi(n-1)d_r \sin\theta_l/\lambda)$  分别为发射导向向量和接收导向向量,  $\lambda$  为发射信号波长,  $w_n(t)$  为零均值, 方差  $\sigma_w^2$  的高斯白噪声.

由于各发射阵元发射的信号相互正交,即满足:

$$\int x_q(t) x_k^*(t) dt = \begin{cases} 1, & q = k \\ 0, & q \neq k \end{cases}, \text{其中 } x_q(t) \text{ 和 } x_k(t) \text{ 分别表示第 } q \text{ 个和第 } k \text{ 个发射阵元的发射信号, } * \text{ 为共轭运算.}$$

利用  $Q$  个发射阵元的发射信号分别对每个接收阵元接

收的回波信号进行匹配滤波,可将各接收信号分离,得

$$r_{qn}(t) = \sum_{l=1}^L \{ \sigma_l \exp(j2\pi(f_l t + \mu_l t^2/2)) A_q(\varphi_l) B_n(\theta_l) \} + w_n(t), 0 \leq t \leq T \quad (2)$$

其中  $r_{qn}(t)$  表示第  $q$  个发射阵元的发射信号经  $L$  个目标反射后在第  $n$  个接收阵元接收的回波信号经匹配滤波后的输出.

## 3 基于分数阶功率谱的参数联合估计方法

本节以第  $q$  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  $r_{qnl}(t)$  为例进行讨论,根据式(2)得  $r_{qnl}(t)$  的表达式如下

$$r_{qnl}(t) = \sigma_l \exp(j2\pi(f_l t + \mu_l t^2/2)) A_q(\varphi_l) B_n(\theta_l) + w_n(t), l = 1, \dots, L \quad (3)$$

### 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<sup>[12]</sup>为

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

其中  $R_{xx}(t + \tau, t)$  为信号  $x(t)$  的相关函数,  $\tau$  为时延.  $\alpha \equiv p\pi/2$ ,  $p$  为 FRFT 的阶数,  $0 < p \leq 2$ .

分数阶功率谱密度函数的表达式为:

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

其中  $A_\alpha = \sqrt{1 - j \cot\alpha}$ .

### 3.2 多普勒频率参数的联合估计

由分数阶相关函数的定义(4),可以得到式(3)的分数阶自相关函数  $\hat{R}_{r_{qnl}}^\alpha(\tau)$  为:

$$\hat{R}_{r_{qnl}}^\alpha(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} | \sigma_l |^2 \exp(j(2\pi\mu_l + \cot\alpha) \tau t) \cdot \exp(j2\pi(f_l \tau + \frac{1}{2} \mu_l \tau^2)) dt + \hat{R}_{r_{nw}}^\alpha(\tau) \quad (6)$$

其中  $\hat{R}_{r_{nw}}^\alpha(\tau)$  为信号与噪声的分数阶互相关函数,可视作干扰项.

当  $\alpha_l = -\text{arccot}(2\pi\mu_l)$  时,  $\hat{R}_{r_{qnl}}^{\alpha_l}(\tau)$  呈现能量聚集,此时

$$\hat{R}_{r_{qnl}}^{\alpha_l}(\tau) = | \sigma_l |^2 \exp(j2\pi(f_l \tau + \frac{1}{2} \mu_l \tau^2)) + \hat{R}_{r_{nw}}^{\alpha_l}(\tau) \quad (7)$$

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

$$P_{r_{qnl}}^{\alpha_l}(m) = A_{-\alpha_l} F^{\alpha_l} [ \hat{R}_{r_{qnl}}^{\alpha_l}(\tau) ](m) \exp(-jm^2 \cot\alpha_l/2) \\ = \sqrt{\frac{1}{2\pi}} A_{-\alpha_l} A_{\alpha_l} \int_{-\frac{T}{2}}^{+\frac{T}{2}} | \sigma_l |^2 \exp(j(\tau^2(\cot\alpha_l/2 + \pi\mu_l) \\ + \tau(-m \csc\alpha_l + 2\pi f_l))) d\tau + P_{r_{nw}}^{\alpha_l}(m) \quad (8)$$

由式(8)可以看出,事实上,分数阶功率谱是  $\alpha$  和  $m$  的两个变量的函数,因此上式在  $\alpha$  和  $m$  满足下式时存在峰值点,此时峰值点为  $P_{r_{qnl}}^{\alpha_l}(m_l)$ ,

$$\left. \begin{aligned} \alpha_l &= -\operatorname{arccot}(2\pi\mu_l) \\ m_l &= 2\pi f_l / \csc \alpha_l \\ P_{rr, qnl}^{\alpha_l}(m_l) &= \sqrt{\frac{1}{2\pi}} A_{-\alpha_l} A_{\alpha_l} T |\sigma_l|^2 \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

由式(9)可以得到多普勒频率参数的估计值为

$$\left. \begin{aligned} \mu_l &= -\cot \alpha_l / 2\pi \\ f_l &= m \csc \alpha_l / 2\pi \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

### 3.3 发射角和接收角的估计

根据式(10),定义变量  $y_l(t)$  为

$$y_l(t) = \sigma_l \exp(j2\pi(ft + \mu_l t^2/2)), l = 1, 2, \dots, L \quad (11)$$

由式(6),可得到式(11)与  $r_{qnl}(t)$  的分数阶相关函数为

$$\hat{R}_{ry, qnl}^{\alpha}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} |\sigma_l|^2 \exp(j(2\pi\mu_l + \cot \alpha) t \tau) \exp(j2\pi(f_l \tau + \frac{1}{2} \mu_l \tau^2)) A_q(\varphi_l) B_n(\theta_l) dt + \hat{R}_{nw}^{\alpha}(\tau) \quad (12)$$

当  $\alpha = \alpha_l = -\operatorname{arccot}(2\pi\mu_l)$  时  $\hat{R}_{ry, qnl}^{\alpha}(\tau)$  也呈现能量聚集. 此时式(11)与  $r_{qnl}(t)$  的分数阶功率谱函数为

$$\begin{aligned} P_{ry, qnl}^{\alpha}(m) &= \sqrt{\frac{1}{2\pi}} A_{-\alpha} A_{\alpha} A_q(\varphi_l) B_n(\theta_l) \int_{-\frac{T}{2}}^{+\frac{T}{2}} |\sigma_l|^2 \\ &\cdot \exp(j(\tau^2(\cot \alpha / 2 + \pi\mu_l) + \tau(-m \csc \alpha + 2\pi f_l))) dt \\ &+ P_{nw}^{\alpha}(m) \end{aligned} \quad (13)$$

同理,式(13)在  $\alpha$  和  $m$  满足式(9)时也存在峰值点,设此时峰值点为

$$P_{ry}^{\alpha_l}(m_l) = \sqrt{\frac{1}{2\pi}} A_{-\alpha_l} A_{\alpha_l} |\sigma_l|^2 A_q(\varphi_l) B_n(\theta_l) \quad (14)$$

根据式(9),式(14)也可写为

$$P_{ry, qnl}^{\alpha_l}(m_l) = P_{rr, qnl}^{\alpha_l}(m_l) A_q(\varphi_l) B_n(\theta_l) \quad (15)$$

在第  $l$  个目标反射的回波信号的分数阶功率谱的峰值点  $(\alpha_l, m_l)$  处,式(2)与式(11)的分数阶互功率谱为

$$P_{ry, qn}^{\alpha_l}(m_l) = P_{ry, qnl}^{\alpha_l}(m_l) + \sum_{\rho \neq l} P_{ry, \rho}^{\alpha_l}(m_l) + P_w^{\alpha_l}(m_l) \quad (16)$$

具有不同多普勒频率调频率的信号的分数阶功率谱在  $(\alpha_l, m_l)$  处的取值很小,在处理中可以视为干扰项,因此将式(15)代入式(16)得:

$$P_{ry, qn}^{\alpha_l}(m_l) = P_{ry, qnl}^{\alpha_l}(m_l) + P_w^{\alpha_l}(m_l) \quad (17)$$

选择分数阶功率谱  $L$  个峰值点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

$$P_{ry, qn}^{\alpha} = [P_{ry, qn1}^{\alpha_1}(m_1) \quad P_{ry, qn2}^{\alpha_2}(m_2) \quad \dots \quad P_{ry, qnL}^{\alpha_L}(m_L)] \quad (18)$$

根据式(17)和(18),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功率谱时频分布数据模型

$$P = BAZ + N \quad (19)$$

$$\begin{aligned} \text{其中 } P &= [P_{ry, q1}^{\alpha} \quad P_{ry, q2}^{\alpha} \quad \dots \quad P_{ry, qN}^{\alpha}]^T, \\ A &= \operatorname{diag}\{A_q(\varphi_1) \quad A_q(\varphi_2) \quad \dots \quad A_q(\varphi_L)\}, \\ B &= [B_1 \quad B_2 \quad \dots \quad B_L], \\ B_l &= [B_l(\theta_1) \quad B_l(\theta_l) \quad \dots \quad B_l(\theta_L)]^T, \\ Z &= \operatorname{diag}\{P_{rr, 1}^{\alpha} \quad P_{rr, 2}^{\alpha} \quad \dots \quad P_{rr, L}^{\alpha}\}. \end{aligned}$$

本文构造两个子阵  $P_1$  和  $P_2$ ,两个子阵的空间时频输出的数据模型为

$$P_1 = BZ + N_1, \quad q = 1 \quad (20)$$

$$P_2 = BAZ + N_2, \quad q \neq 1 \quad (21)$$

#### 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  $R_{R_1 R_1}$  进行特征分解,可以得到下面的表达式

$$R_{P_1 P_1} = U_Z \sum_Z U_Z^H + U_N \sum_N U_N^H \quad (22)$$

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.

利用分数阶功率谱的相关矩阵代替传统的阵列相关矩阵,可得到 FPSD-MUSIC 算法的空间谱为:

$$P(\theta) = \frac{1}{B^H(\theta) U_N U_N^H B(\theta)} \quad (23)$$

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  $\theta_l$ .

#### 3.3.2 发射角的估计

定义两个矩阵  $C_{11}$  和  $C_{12}$ ,

$$C_{11} = R_{P_1 P_1} - \sigma^2 I = BR_{ZZ}B^H \quad (24)$$

$$C_{12} = R_{P_1 P_2} - \sigma^2 \Psi = BAR_{ZZ}B^H \quad (25)$$

$$\text{其中 } \Psi = \begin{bmatrix} 0 & & & 0 \\ 1 & 0 & & \\ & 1 & \dots & \\ 0 & & & 1 & 0 \end{bmatrix}.$$

根据式(24)和(25),我们可以得到如下的表达式

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

其中  $(\cdot)^{\#}$  表示伪逆矩阵.

由于接收角  $\theta_l$  已经由式(23)估计得到,因此矩阵  $A$  也可以写成下面的形式

$$A = B^{\#} C_{12} C_{11}^{\#} B. \quad (27)$$

因此发射角的估计值  $\varphi_l$  可以由下面的表达式估计得到

$$\varphi_l = \arcsin(\arg(a_l) / (q-1)\pi) \quad (28)$$

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  $r_{qm}(t)$ .

(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)和式(10)得到多普勒频移参数(IDF 和 IDF)的估计值.

(3)基于分数阶功率谱构造两个子阵  $\mathbf{R}_1$  和  $\mathbf{R}_2$ .

(4)采用 FPSD-MUSIC 算法, 对式(23)进行谱峰搜索, 可得到接收角的估计值.

(5)采用 FPSD-ESPRIT 算法, 根据式(28)可以得到发射角的估计值.

### 4 参数估计的克拉美-罗界

本节给出了本文所提出的信号模型中参数估计的克拉美-罗界(Cramér-Rao bound, CRB). 所有阵元经匹配滤波器后的输出  $r(t)$  可表示为

$$\mathbf{r} = \mathbf{K}(f, \mu, \varphi, \theta)\sigma + \mathbf{W} \quad (29)$$

其中  $\mathbf{r} = [r_{11}, r_{12}, \dots, r_{N_0}]$ ,  $\mathbf{K}(f, \mu, \varphi, \theta) = [k(f_1, \mu_1, \varphi_1, \theta_1), \dots, k(f_L, \mu_L, \varphi_L, \theta_L)]$ ,  $\mathbf{k}_l = D(f_l, \mu_l) \otimes [\mathbf{A}(\varphi_l) \otimes \mathbf{B}(\theta_l)]$ ,  $\otimes$  表示 Kronecker 积.  $\mathbf{A}(\varphi_l) = [A_1(\varphi_l), A_2(\varphi_l), \dots, A_Q(\varphi_l)]^T$ ,  $\mathbf{B}(\theta_l) = [B_1(\theta_l), B_2(\theta_l), \dots, B_N(\theta_l)]^T$ ,  $D(f_l, \mu_l) = \exp(j2\pi(ft + \mu t^2/2))$ ,  $\sigma = [\sigma_1, \dots, \sigma_L]^T$ ,  $\mathbf{f} = [f_1, f_2, \dots, f_L]$ ,  $\boldsymbol{\mu} = [\mu_1, \mu_2, \dots, \mu_L]$ ,  $\boldsymbol{\varphi} = [\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_L]$  和  $\boldsymbol{\theta} = [\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_L]$ ,  $\mathbf{W}$  为噪声向量.

根据文献[13~16], 接收信号(29)的条件概率密度函数为

$$p(\mathbf{r} | \boldsymbol{\xi}) = K \exp\left\{-\frac{1}{N_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} |\mathbf{r}(t) - \mathbf{K}(f, \mu, \varphi, \theta)|^2 dt\right\} \quad (30)$$

其中  $K$  是常数,  $\boldsymbol{\xi} = [f, \mu, \varphi, \theta]^T$  为估计参数矢量, 令  $\hat{\boldsymbol{\xi}}$  为  $\boldsymbol{\xi}$  的某个无偏估计, 则  $\hat{\boldsymbol{\xi}}$  的 CRB 为

$$\text{cov}(\hat{\boldsymbol{\xi}}) \triangleq E[(\hat{\boldsymbol{\xi}} - \boldsymbol{\xi}) \cdot (\hat{\boldsymbol{\xi}} - \boldsymbol{\xi})^T] \geq \mathbf{\Gamma}(\boldsymbol{\xi})^{-1} \quad (31)$$

其中  $\mathbf{\Gamma}(\boldsymbol{\xi})$  为 Fisher 信息矩阵. 信号模型中参数估计的 Fisher 信息矩阵中第  $(i, j)$  个元素的表达式为

$$\mathbf{\Gamma}_{ij} = 2\text{Re} \sum_{i=1}^{N_s} \left\{ \left( \frac{\partial \mathbf{K}(f, \mu, \varphi, \theta)\sigma}{\partial \xi_i} \right)^H \mathbf{Q}_n^{-1} \left( \frac{\partial \mathbf{K}(f, \mu, \varphi, \theta)\sigma}{\partial \xi_j} \right) \right\} \quad (32)$$

其中  $N_s$  为采样点数目,  $\mathbf{Q}_n = \sigma_w^2 \mathbf{I}_N$ .

因此 CRB 矩阵为

$$\mathbf{\Phi}(\boldsymbol{\xi}) = \mathbf{\Gamma}^{-1} \quad (33)$$

### 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  $Q = 6$  和  $N = 8$ , 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  $(\varphi_1, \theta_1) = (20^\circ, 30^\circ)$ ,  $(\varphi_2, \theta_2) = (50^\circ, 60^\circ)$ , 多普勒频率参数  $f_1 = 6, \mu_1 = 4, f_2 = 10, \mu_2 = 20$ . 采样点数为 1000. 在相同的条件下, 与文献[7]及文

献[9]中参数估计方法进行了对比, 所有仿真结果均由 1000 次 Monte-Carlo 实验统计得到.

**实验一** 给出本文算法、文献[7]及文献[9]中算法及多普勒频率的克拉美罗界随 SNR 变化曲线. 图 2(a) 为本文算法对两个多普勒频率参数估计均方根误差及 CRB 随 SNR 的变化曲线. 图 2(b) 为三种算法的多普勒频率估计均方根误差(RMSE)随 SNR 的变化曲线.

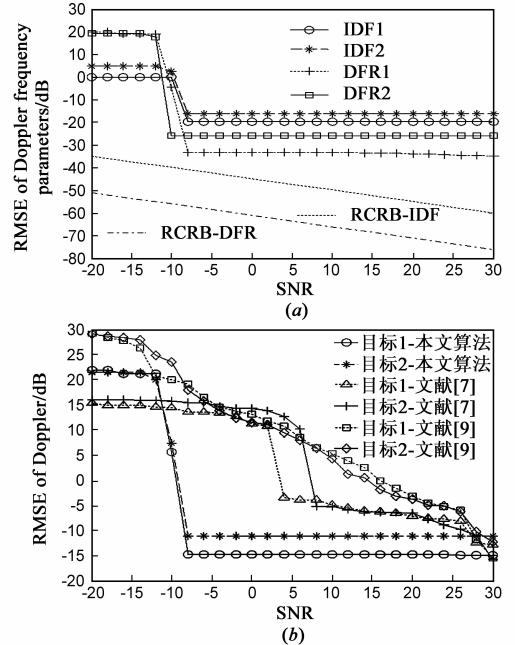


图2 多普勒频率的均方误差

从图 2 中可以看出, 当 SNR 小于 -10dB 时文献[7]算法性能优于本文算法. 在信噪比大于 -10dB 时, 本文算法的均方根误差曲线较为平坦, 具有较好的性能.

**实验二** 图 3 和图 4 分别比较了三个算法的发射角和接收角估计的均方根误差(RMSE)及 RCRB 随信噪比的变化曲线. 实验结果表明, 在信噪比大于 0dB 时, 两种算法的发射角估计性能相当; 在信噪比小于 0dB 时, 本文算法对两个角度的估计精度都明显优于文献[7]和文献[9].

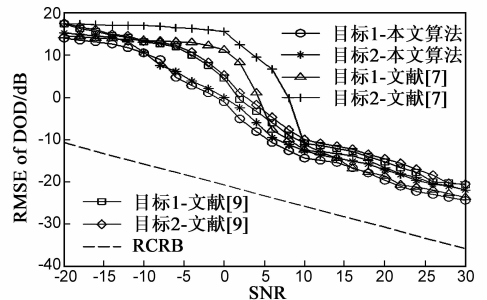


图3 发射角估计值的RMSE随SNR变化曲线

**实验三** 图 5 显示了当 SNR = 10dB 时, 本文算法、

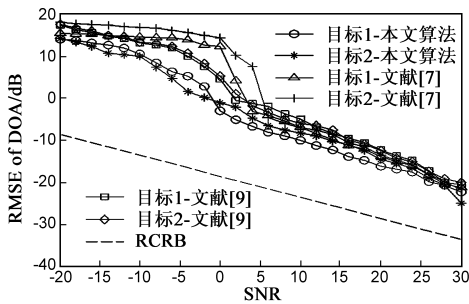


图4 接收角估计值的RMSE随SNR变化曲线

文献[7]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很准确,实验证明该方法具有较好的性能。

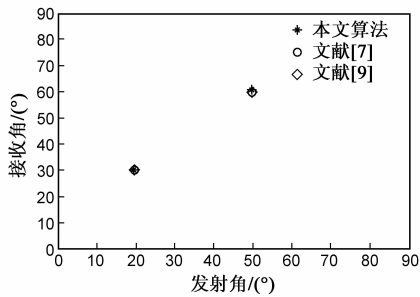


图5 两个目标收发角估计星座图

## 6 结束语

本文提出了一种双基地 MIMO 雷达系统目标参数联合估计的新方法.根据目标与收发阵元之间相对运动状态不断变化的特性,提出了一个新的阵列信号模型.通过分数阶功率谱峰值点的搜索实现了对多普勒频率的两个参数的联合估计.根据分数阶功率谱,构造两个子阵,采用基于 FPSD-MUSIC 算法和 FPSD-ESPRIT 算法实现了对接收角和发射角的联合估计.并进一步推导了本文提出信号模型中参数估计的克拉美-罗界.仿真实验验证了该算法的有效性.

### 参考文献

[1] Fishler E, Haimovich A, et al. Spatial diversity in radars-models and detection performance[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2006, 54(3): 823 - 838.

[2] Li J, Stoica P. MIMO radar with collocated antennas[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2007, 24(5): 106 - 114.

[3] 陈浩文, 黎湘, 庄钊文. 一种新兴的雷达体制—MIMO 雷达[J]. 电子学报, 2012, 40(6): 1190 - 1198.

Chen H W, Li X, Zhuang Z W. Arising radar system-MIMO radar[J]. Acta Electronica Sinica, 2012, 40(6): 1190 - 1198. (in Chinese)

[4] 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. (in Chinese)

- [5] 张娟, 张林让, 等. 一种有效的 MIMO 雷达相关信源波达方向估计方法[J]. 电子学报, 2011, 39(3): 680 - 684.
- Zhang J, Zhang L R, et al. An efficient DOA estimation algorithm of coherent sources for MIMO radar[J]. Acta Electronica Sinica, 2011, 39(3): 680 - 684. (in Chinese)
- [6] Bencheikh M L, Wang Y. Joint DOD-DOA estimation using combined ESPRIT-MUSIC approach in MIMO radar[J]. Electronics Letters, 2010, 46(15): 1081 - 1083.
- [7] 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. (in Chinese)
- [8] 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. (in Chinese)
- [9] Chen Y H. Joint estimation of angle and Doppler frequency for bistatic MIMO radar[J]. Electronics Letters, 2010, 46(2): 170 - 171.
- [10] 符渭波, 苏涛, 赵永波, 何学辉. 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 Wei-bo, Su Tao, Zhao Yong-bo, He Xue-hui. 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. (in Chinese)
- [11] Yasotharan A, Thayaparan T. The performance of the Fourier method in detecting an accelerating target and estimating its median velocity [A]. IEEE International Radar Conference [C]. Alexandria, USA: IEEE Aerospace and Electronic Systems Society, 2000. 59 - 64.
- [12] Tao R, Zhang F, Wang Y. Fractional power spectrum[J]. IEEE Transactions on Signal Processing 2008; 56(9): 4199 - 4206.
- [13] Gershman, A B, Pesavento, M, Amin, MG. Estimating parameters of multiple wideband polynomial-phase sources in sensor arrays[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2011, 49(12): 2924 - 2934.

- [14] Swindlehurst, AL, Stoica, P. Maximum likelihood methods in radar array signal processing[J]. Proceedings of the IEEE, 1998, 86(2):421 – 441.
- [15] Bekkerman I, Tabrikian J. Target detection and localization us-

ing MIMO radars and sonar[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2006, 54(10):3873 – 3883.

- [16] Bai Lin, Yin Qin-Ye. CRB for carrier frequency offset estimation with pilot and virtual subcarriers[J]. IEEE Communications Letters, 2012, 16(4):522 – 525.

#### 作者简介



李 丽 女,1979 年生于黑龙江佳木斯,大连理工大学电子信息与电气工程学部博士生,主要研究方向为阵列信号处理等.



邱天爽(通讯作者) 男,1954 年生于江苏海门,博士,大连理工大学电子信息与电气工程学部教授、博士生导师,主要研究方向为数字信号处理理论与应用等.

E-mail: qitutsh@dlut.edu.cn