

# 一种基于 RSS 估计的虚假点消除方法

张 旻<sup>1,2</sup>, 罗 争<sup>1,2</sup>

(1. 合肥电子工程学院 309 研究室, 安徽合肥 230037; 2. 安徽省电子制约技术重点实验室, 安徽合肥 230037)

**摘 要:** 论文提出了一种基于接收信号强度(Received Signal Strength, RSS)的测向交叉定位方法, 解决无源测向交叉定位中的虚假点问题. 首先推导了阵列协方差矩阵中接收信号强度与阵列流型之间的关系, 利用协方差逆矩阵高阶幂逼近噪声子空间的特点, 在已知阵列流型基础上准确获取各来波的信号强度, 解决了同一信道多来波的 RSS 估计问题; 然后运用电磁波传播相关理论, 根据接收信号强度和传播路径衰减参数的关系判定各定位点的置信度, 排除了虚假点. 所提算法对存在一定角度估计误差、低信噪比等情况具有很好的鲁棒性, 仿真结果验证了该算法的有效性和可行性.

**关键词:** 交叉定位; 虚假点; 接收信号强度; 交叉定位置信度

**中图分类号:** TN971 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2012) 10-2117-05

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2012.10.036

## A New Method for Eliminating Ghost Based on RSS Estimation

ZHANG Min<sup>1,2</sup>, LUO Zheng<sup>1,2</sup>

(1. Division 309, Electronic Engineering Institute, Hefei, Anhui 230037, China;

2. Key Laboratory of Electronic Restricting Technique, Hefei, Anhui 230037, China)

**Abstract:** A new method for passive cross location based on received signal strength (RSS) is proposed, which can eliminate ghosts under complicated electromagnetic environment. The relationship between array manifold and received signal strength of covariance matrix estimation is derived. Using the high order power of inverse spatial covariance matrix to get noise subspace, the received signal strength is obtained under the condition of known signal directions. From the knowledge of radio prorogation theory, the confidence of each cross location is computed by the relationship between received power and propagation decay. Through this way, the ghosts of cross location are estimated. The simulation results confirm the feasibility and effectiveness of the proposed method, which is robust to angle deviation and low SNR.

**Key words:** cross location; false intersection points; received signal strength; the confidence of cross location

## 1 引言

测向交叉定位是最常用的无源定位技术之一, 具有隐蔽性高、作用距离远、抗干扰能力强等优势, 在现代战争中具有重要的军事意义. 随着高精度多来波方位估计算法的层出不穷, 如以 MUSIC 算法为代表的空间谱估计方法及基于稀疏分解的 DOA 估计方法<sup>[1,2]</sup>, 可以在同一频段内多来波方位的精确估计, 使得测向交叉定位方法引起了国内外越来越多学者的重视<sup>[3,4]</sup>. 然而该方法不可避免地存在虚假定位问题, 特别是在复杂电磁环境下虚假点消除问题显得尤为突出.

目前, 对于测向交叉定位算法的研究主要集中在提高 DOA 估计精度与时效性上, 而对于虚假点去除问题

研究偏少. 现有的去除虚假定位点方法主要采用数据关联算法, 如文献[5]提出了马尔科夫链蒙特卡罗数据关联算法, 利用 MCMC 技术近似计算 JPDA, 但 MCMC 方法需要进行迭代运算, 收敛所需的迭代次数不确定; 文献[6,7]利用幅值信息改善了密集杂波下多目标定位跟踪的性能, 提高了目标的可观测性和数据关联的精度, 但其前提是信号幅值信息必须先验已知, 且关联性能易受噪声影响. 另外, 以上算法多用于雷达有源探测定位, 与无线电通信中的测向交叉定位虚假点去除问题所研究的内容有较大差异, 因此急需研究新的适用于测向交叉定位虚假点消除的方法.

基于 RSS(Received Signal Strength)目标定位方法利用了接收信号强度和路径衰减的关系<sup>[8]</sup>, 可以实现对单

个目标的定位探测,但需要布置大量一定分布的传感器.测向交叉定位前提是目标方位信息已知,如果能够准确估计出同一信道中多来波的信号强度,则可以利用目标强度和路径衰减的关系,解决多目标测向交叉定位方法中的虚假点问题,但该方法的关键是如何解决同一信道的多来波信号强度精确估计难题.

针对以上问题,论文推导了阵列协方差矩阵中接收信号强度与阵列流型之间的关系,在已知来波方位阵列流型的基础上准确获取了各来波的 RSS 参数,解决了同一信道的多来波信号强度精确估计问题,通过进一步计算交叉定位点的置信度,有效排除了虚假定位点.

## 2 测向交叉定位原理及虚假点问题

假设在  $xoy$  平面内有两测向站,其位置分别为  $A(x_1, y_1)$ 、 $B(x_2, y_2)$ ,待定位目标真实位置为  $T(x_t, y_t)$ ,  $A$ 、 $B$  站所提供的 DOA 参数分别为  $\theta_1$  和  $\theta_2$  (以方位基准线为基准),本文假定方位基线与  $x$  轴取向一致.  $d_1$ 、 $d_2$  分别表示  $A$ 、 $B$  与  $T$  的斜距,如图 1(a) 所示. 根据简单的几何关系,可得目标的位置:

$$\begin{cases} x_t = \frac{y_1 - y_2 - x_1 \tan \theta_1 + x_2 \tan \theta_2}{\tan \theta_2 - \tan \theta_1} \\ y_t = \frac{y_1 \tan \theta_2 - y_2 \tan \theta_1 - (x_1 - x_2) \tan \theta_1 \tan \theta_2}{\tan \theta_2 - \tan \theta_1} \end{cases} \quad (1)$$

显然,测向交叉定位是一种简便的无源定位方法,但它的主要缺点是在多目标的情况下存在大量的虚假点. 设有  $p$  个目标,则测向线的数目为  $2p$ ,一般情况下会存在  $p^2$  个交叉点,其中有  $p(p-1)$  个交叉定位点为虚假点,如图 1(b) 所示. 因此,虚假点的排除是测向交叉定位方法应用的前提.

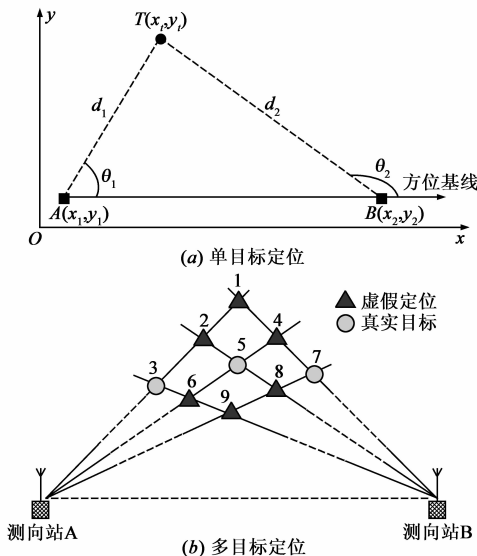


图1 双站测向交叉定位示意图

## 3 基于 RSS 估计的虚假点消除算法

### 3.1 阵列结构与信号模型

假设由  $M$  个全向天线组成的均匀圆阵 (其他阵列同样适用), 各阵元均匀分布于  $xoy$  平面内半径为  $r$  的圆周上. 假定来波方向为  $\theta_i (i=1, 2, \dots, p)$  的  $p$  个远场窄带信号入射到该阵列, 阵列输出可表示为<sup>[2]</sup>:

$$\mathbf{X}(t) = \mathbf{A}(\theta) \mathbf{S}(t) + \mathbf{N}(t) \quad (2)$$

式中:  $\mathbf{X}(t)$ 、 $\mathbf{A}(\theta)$ 、 $\mathbf{S}(t)$ 、 $\mathbf{N}(t)$  分别表示阵列快拍数据矢量、阵列导向矢量矩阵、信号矢量、噪声数据矢量. 且信号  $s_i(t)$  可表示为:

$$s_i(t) = u_i(t) e^{j(\omega_0 t + \varphi(t))} \quad (3)$$

式中  $u_i(t)$ 、 $\varphi(t)$ 、 $\omega_0$  分别表示接收信号的幅度、相位、频率参数.

阵列的数据协方差矩阵可表示为<sup>[2]</sup>:

$$\mathbf{R} = \mathbf{A} E[\mathbf{S}(t) \mathbf{S}^H(t)] \mathbf{A}^H + \sigma_N^2 \mathbf{I} = \mathbf{A} \mathbf{P} \mathbf{A}^H + \sigma_N^2 \mathbf{I} \quad (4)$$

式中  $\mathbf{P}$  表示信号功率矩阵, 相对于幅度信息,  $E[\cdot]$  运算使得  $\mathbf{P}$  不易受到时间、噪声的影响, 与  $s_i(t)$  的波形无关, 可表示为:

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} E[s_1(t) s_1^H(t)] & E[s_1(t) s_2^H(t)] & \cdots & E[s_1(t) s_p^H(t)] \\ E[s_2(t) s_1^H(t)] & E[s_2(t) s_2^H(t)] & \cdots & E[s_2(t) s_p^H(t)] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ E[s_p(t) s_1^H(t)] & E[s_p(t) s_2^H(t)] & \cdots & E[s_p(t) s_p^H(t)] \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} P_1 & E[s_1(t) s_2^H(t)] & \cdots & E[s_1(t) s_p^H(t)] \\ E[s_2(t) s_1^H(t)] & P_2 & \cdots & E[s_2(t) s_p^H(t)] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ E[s_p(t) s_1^H(t)] & E[s_p(t) s_2^H(t)] & \cdots & P_p \end{bmatrix} \quad (5)$$

式(5)中主对角线为各来波的 RSS, 对于不相关的多来波信号<sup>[1]</sup>,  $E[s_i(t) s_j^H(t)] = 0 (i \neq j)$ .

### 3.2 同一信道的多来波 RSS 估计

假设噪声功率为  $\sigma_N^2$ , 来波方位已知, 根据噪声与信号强度的关系, 本文分两种情况进行讨论:

(1) 噪声与信号强度相比可以忽略

在该高信噪比条件下, 噪声与接收信号强度相比可近似忽略, 则有:

$$\mathbf{R} = \mathbf{A} \mathbf{P} \mathbf{A}^H + \sigma_N^2 \mathbf{I} \approx \mathbf{A} \mathbf{P} \mathbf{A}^H \quad (6)$$

式中:  $\mathbf{R}$  是  $M \times M$  的矩阵,  $\mathbf{A}$  是  $p \times M$  的矩阵,  $\mathbf{A}^H$  是  $M \times p$  的矩阵,  $p \leq M$ . 由于  $\mathbf{A}$  是秩为  $p$  的可逆矩阵, 则  $\mathbf{A}^H \mathbf{A}$  是  $p \times p$  的矩阵, 其秩也为  $p$ , 因此  $\mathbf{A}^H \mathbf{A}$  存在逆矩阵, 式(7)两边同乘  $(\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H$ , 得:

$$\mathbf{P} \mathbf{A}^H = (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H \mathbf{R} \quad (7)$$

由于  $\mathbf{A} \mathbf{A}^H$  是  $M \times M$  的矩阵, 其秩是  $p$ , 无法用上述方法获取  $\mathbf{A}^H$  的逆矩阵, 只能通过求其广义逆矩阵, 设

$\mathbf{A}^H$  的广义逆矩阵表示为  $(\mathbf{A}^H)^+$ , 并在式(7)两边同乘  $(\mathbf{A}^H)^+$ , 求得多来波 RSS 估计为:

$$\mathbf{P} = (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H \mathbf{R} (\mathbf{A}^H)^+ \quad (8)$$

(2) 噪声与信号强度相比无法忽略

在低信噪比条件下, 噪声无法忽略. 根据子空间估计理论可知:

$$\begin{aligned} \mathbf{R} &= \mathbf{A} \mathbf{E}[\mathbf{S}(t) \mathbf{S}^H(t)] \mathbf{A}^H + \sigma_N^2 \mathbf{I} \\ &= \mathbf{U}_S \mathbf{\Sigma}_S \mathbf{U}_S^H + \sigma_N^2 \mathbf{U}_N \mathbf{U}_N^H \end{aligned} \quad (9)$$

式中  $\mathbf{\Sigma}_S$  为大特征值组成的对角阵,  $\mathbf{U}_S$  为信号子空间,  $\mathbf{U}_N$  为噪声子空间. 由文献[9]可得:

$$\sigma_N^2 \mathbf{R}^{-m} = \mathbf{U}_S \mathbf{\Lambda}_S^m \mathbf{U}_S^H + \mathbf{U}_N \mathbf{U}_N^H \quad (10)$$

式中  $\mathbf{\Lambda}_S = \text{diag}\left\{\frac{\sigma_N^2}{\lambda_1}, \frac{\sigma_N^2}{\lambda_2}, \dots, \frac{\sigma_N^2}{\lambda_p}\right\}$ , 由于  $\sigma_N^2/\lambda_i \ll 1, i = 1, 2, \dots, p$ , 因此:

$$\lim_{m \rightarrow \infty} \sigma_N^2 \mathbf{R}^{-m} = \mathbf{U}_N \mathbf{U}_N^H \quad (11)$$

实际应用中,  $m$  取有限整数就能得到很好地收敛效果, 故得到多来波 RSS 估计算法 II 如下:

$$\mathbf{P} = (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} (\mathbf{R} - \sigma_N^2 \mathbf{I}) (\mathbf{A}^H)^+ \quad (12)$$

综上推导过程可知: 根据测向站提供的 DOA 信息, 式(8)与式(12)均可应用于对多目标 RSS 的估计. 我们定义式(8)为算法 I, 式(12)的为算法 II, 将在后面的仿真实验中对两种算法的鲁棒性进行验证.

### 3.3 基于 RSS 的虚假点消除

假定测向站 A、B 提供的目标 DOA 参数表示为:  $\{\theta_{kA} | k = 1, 2, \dots, p\}, \{\theta_{kB} | j = 1, 2, \dots, p\}$ , 同时根据算法 I 与算法 II 估计得到目标的 RSS 参数分别为:  $\{P_{kA} | k = 1, 2, \dots, p\}, \{P_{kB} | j = 1, 2, \dots, p\}$ .

从测向站 A、B 的  $p$  组目标方位数据与 RSS 数据中各任取一组, 即可构成  $p^2$  个组合:

$$\{(\theta_{kA}, P_{kA}, \theta_{jB}, P_{jB}) \mid k \in N, 1 \leq k \leq p, j \in N, 1 \leq j \leq p\} \quad (13)$$

由文献[10]可知, 无线电的自由空间传播模型通常由下式表示:

$$P_r = \frac{P_t G_r G_t \lambda^2}{(4\pi)^2 L d^\alpha} \quad (14)$$

式中:  $P_r, P_t$  分别表示接收信号功率、发射信号功率,  $G_r, G_t$  分别表示发射机和接收机的天线增益,  $L$  为系统损耗因子,  $\alpha$  为路径衰减指数, 与实际环境有关, 该值在测向环境中测出<sup>[11]</sup>.

令  $P_{iA}, P_{iB}$  分别表示测向站 A、B 接收到的目标信号  $i$  的 RSS, 则有<sup>[12]</sup>:

$$P_{iA} = \text{RSS}_{iA} = K_{iA} \frac{P_{iA}}{d_{iA}^\alpha} \quad (15)$$

$$P_{iB} = \text{RSS}_{iB} = K_{iB} \frac{P_{iB}}{d_{iB}^\alpha} \quad (16)$$

式中:  $P_{iA} = P_i G_t \lambda^2, K_{iA} = \frac{G_{rA}}{(4\pi)^2 L_1}, K_{iB} = \frac{G_{rB}}{(4\pi)^2 L_2}$ , 与测向站的阵列天线有关, 对于阵列设置相同的测向站 A、B 而言  $K_{iA} = K_{iB}$ , 则对目标信号  $i$  存在如下关系等式:

$$\frac{P_{iA}}{P_{iB}} = \left(\frac{d_{iB}}{d_{iA}}\right)^\alpha \quad (17)$$

由  $\{(\theta_{kA}, P_{kA}, \theta_{jB}, P_{jB})\}$  组合数据, 得到路径衰减指数的估计值可表示为:

$$\hat{\alpha}_i = \frac{\ln P_{iA} - \ln P_{iB}}{\ln d_{iA} - \ln d_{iB}} \quad (18)$$

定义组合  $\{(\theta_{kA}, P_{kA}, \theta_{jB}, P_{jB})\}$  的数据关联残差:

$$\Delta(k, j) = |\hat{\alpha}_i - \alpha| \quad (19)$$

显然正确定位点为:

$$\{(\theta_{kA}, P_{kA}, \theta_{jB}, P_{jB})\} = \arg \min_{k,j} \Delta(k, j) \quad (20)$$

对于候选组合, 为了判断其是否为真实目标定位, 本文引入关联置信度函数:

$$Q(k, j) = \frac{\exp(-\Delta(k, j))}{\sum_{k=1}^p \sum_{j=1}^p \exp(-\Delta(k, j))} \quad (21)$$

关联置信度函数  $Q(k, j)$  是关于  $\Delta(k, j)$  的单调递减函数, 候选组合的关联残差  $\Delta(k, j)$  越小,  $Q(k, j)$  值越大, 该组合就越可能是真实目标点. 另外, 函数  $Q(k, j)$  的可行域为式(13), 对应计算所有可能的  $p^2$  个函数值, 置信度最大值对应的组合即为最后的定位结果.

## 4 仿真实验及性能分析

仿真实验的参数设置: 均匀圆阵由 9 个阵元构成, 阵列半径  $r = 0.75\text{m}$ , 目标 DOA 随机产生, 其载频为 200MHz, 采样快拍数为 512,  $m$  值取 7.

### 实验 1 DOA 估计误差对 RSS 估计性能的影响

假设在  $0 \sim 360^\circ$  范围内随机产生两个信号,  $\text{SNR} = 15\text{dB}$ , 对应信号的归一化 RSS 在  $0 \sim 1$  之间随机产生, DOA 估计误差范围为  $0 \sim 4.5^\circ$ , 步进取  $0.2^\circ$ , 每个 DOA 误差下进行 1000 次 Monte-Carlo 实验. 图 2 显示了不同 DOA 估计误差下两种算法的 RSS 估计平均相对误差 (Mean Relative Error, MRE).

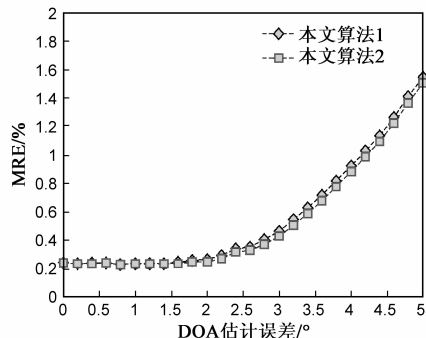


图2 RSS估计MRE随DOA估计误差变化曲线

从图 2 可知,当 DOA 估计误差小于  $2.5^{\circ}$  时,RSS 估计的 MRE 小于  $0.43\%$ ,当 DOA 估计误差小于  $5^{\circ}$  时,RSS 估计的 MRE 小于  $1.6\%$ ;本文的两种 RSS 估计算法受 DOA 估计误差影响较小,具有很高的估计精度.

实验 2 RSS 估计性能分析

假设  $0\sim 360^{\circ}$  内随机产生 7 个独立信号,对应各来波信号的 RSS 真实值为:0.16、0.25、0.36、0.49、0.64、0.81、1.0,利用 3.2 节中推导的两种方法对 RSS 参数进行估计.图 3 分别显示了  $\text{SNR}=10\text{dB}$  和  $2\text{dB}$  条件下,本文两种算法的 RSS 估计结果;图 4 显示了不同信噪比下本文两种算法的 RSS 估计平均相对误差,信噪比范围为  $-5\text{dB}\sim 15\text{dB}$ ,步进取  $2\text{dB}$ ,每个信噪比下进行 1000 次 Monte-Carlo 实验.

由图 3 可知, $\text{SNR}=10\text{dB}$  时,算法 I 和算法 II 的估计结果都非常接近真实的 RSS 值; $\text{SNR}=2\text{dB}$  时,算法 I 估计误差较大,算法 II 仍能保持较高的估计精度.图 4

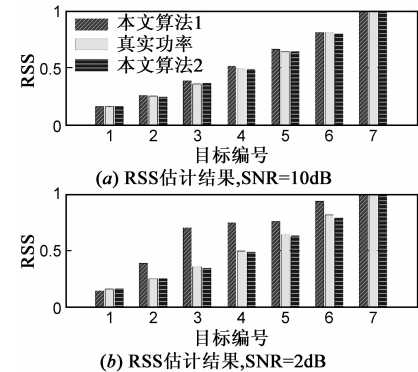


图3 不同信噪比下RSS估计值与真实值

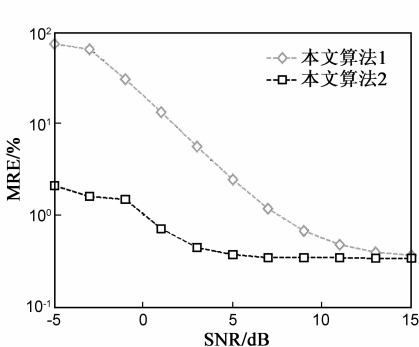


图4 RSS估计MRE随信噪比变化曲线

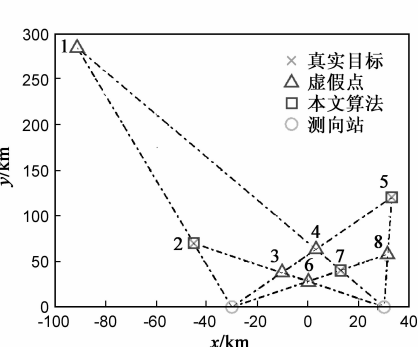


图5 测向交叉定位结果

根据表 1 的结果,我们将具有最大置信度的组合② {2、5、7} 作为真实位置点,与仿真结果一致.从图 6 可知本文定位算法具有较好的鲁棒性.

表 1 定位目标与置信度函数

组合编号	定位点	$Q(\theta_{k1}, \theta_{j2})$	$\sum Q(\theta_{k1}, \theta_{j2})$
①	1	0.30	0.98
	3	0.27	
	8	0.41	
②	2	0.72	2.23
	5	0.78	
	7	0.73	
③	4	0.34	1.49
	5	0.78	
	6	0.37	

5 结论

本文通过对同一信道多来波 RSS 的准确估计,利用 RSS 与传播路径衰减参数的关系判定各定位点的置信度,有效消除了虚假定位.与传统的基于 RSS 定位方

进一步表明,当 SNR 大于  $10\text{dB}$  时算法 I 和算法 II 的估计性能接近,但随着信噪比下降,算法 I 估计误差较大,而算法 II 仍保持较高的估计精度.证实了算法 II 适应性强,算法 I 只能应用于高信噪比环境.

实验 3 多目标定位与虚假点消除

测向站设置如图 1(a) 所示, A、B 位置分别为  $(-30,0)$ 、 $(30,0)$ , 目标位置分别为  $(-45,70)$ 、 $(13,40)$ 、 $(33,120)$ (单位:km), 对应的 RSS 真实值为:0.5、0.75、1; 在  $\text{SNR}=10\text{dB}$  条件下, 利用本文算法 II 进行 RSS 估计, 然后根据 3.3 节的虚假点去除方法, 通过计算各定位点的置信度函数来去除虚假定位. 表 1 显示了部分定位点组合的关联置信度值, 图 5 显示了测向定位结果; 图 6 为不同信噪比下本文算法 2 的 RSS 估计 MRE 与正确定位概率的关系曲线, SNR 范围  $0\sim 15\text{dB}$ , 步进取  $3\text{dB}$ , 每个信噪比下进行 1000 次 Monte-Carlo 实验.

法相比,由于交叉定位点的距离已知,因此 RSS 与传播距离之间的数学关系精度较高,可操作性强;所提方法充分利用了信号自身信息,无需假设条件和先验信息,能满足复杂环境下的虚假点去除要求,因此具有广阔的工程应用前景.目前正在研究运用本文所提方法解决只测向空中多目标定位中的数据关联问题.

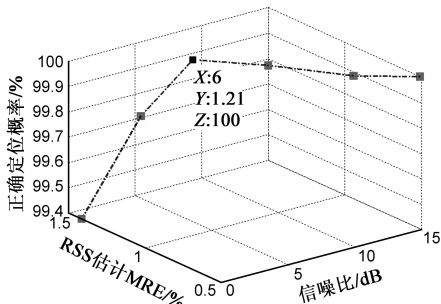


图6 不同信噪比下RSS估计MRE与正确定位概率

参考文献

[1] Zhang-meng Liu, Zhi-tao Huang, Yi-yu Zhou. Direction-of-ar-

- rival estimation of wideband signals via covariance matrix sparse representation [J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2011, 59(9): 4256 – 4270.
- [2] Jihao Yin, Tianqi Chen. Direction-of-arrival estimation using a sparse representation of array covariance vectors [J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2011, 59(9): 4489 – 4493.
- [3] 刘梅, 权太范, 姚天宾, 等. 多传感器多目标无源定位跟踪算法研究 [J]. 电子学报, 2006, 34(6): 991 – 995.  
Liu Mei, Quan Tai-fan, Yao Tian-bin, et al. Multi-sensor multi-target passive locating and tracking [J]. Acta Electronica Sinica, 2006, 34(6): 991 – 995. (in Chinese)
- [4] Rickard Karlsson, Fredrik Gustafsson. Markov chain monte carlo data association for multi-target tracking [J]. IEEE Trans on Automatic Control, 2009, 54(3): 481 – 497.
- [5] 康莉, 谢维信, 黄敬雄. 一种基于蚁群算法的多目标跟踪数据关联方法 [J]. 电子学报, 2008, 36(3): 587 – 589.  
Kang Li, Xie Wei-xin, Huang Jing-xiong. ACA based data association method for multi-target tracking [J]. Acta Electronica Sinica, 2006, 36(3): 586 – 589. (in Chinese)
- [6] 章飞, 周杏鹏, 陈小惠. 基于幅值信息的联合概率数据关联粒子滤波算法 [J]. 系统工程与电子技术, 2011, 33(2): 453 – 457.  
Zhang Fei, Zhou Xing-peng, Chen Xiao-hui. Joint probabilistic data association particle filter algorithm based on amplitude information [J]. Systems Engineering and Electronics, 2011, 33(2): 453 – 457. (in Chinese)
- [7] Anthony J. Weiss. On the accuracy of a cellular location system based on RSS measurements [J]. IEEE Trans on Vehicular Technology, 2003, 52(6): 1508 – 1518.
- [8] 詹杰, 刘宏立, 刘述钢, 等. 基于 RSSI 的动态权重定位算法研究 [J]. 电子学报, 2011, 39(1): 82 – 88.  
Zhan Jie, Liu Hong-li, Liu Shu-gang, et al. The study of dynamic degree weighted centroid localization algorithm based on RSSI [J]. Acta Electronica Sinica, 2011, 39(1): 82 – 88. (in Chinese)
- [9] 彭巧乐, 司锡才, 李利. 一种无特征分解的快速子空间 DOA 算法 [J]. 系统工程与电子技术, 2010, 32(4): 691 – 693.
- Peng Qiao-le, Si Xi-cai, Li Li. Fast subspace DOA algorithm without eigendecomposition [J]. Systems Engineering and Electronics, 2010, 32(4): 691 – 693. (in Chinese)
- [10] 周益明. 一种基于 RSS 的环境自适应目标定位算法 [J]. 通信对抗, 2011, 114(2): 9 – 11.  
Zhou Yi-ming. An environment adaptive target localization method based on RSS [J]. Communication Countermeasures, 2011, 114(2): 9 – 11. (in Chinese)
- [11] Heikki Laitinen, Suvi Juurakko, Timo Lahti, et al. Experimental evaluation of location methods based on signal-strength measurements [J]. IEEE Trans on Vehicular Technology, 2007, 56(1): 287 – 296.
- [12] Bo-Chieh Liu, Ken-Huang Lin, Jieh-Chian Wu. Analysis of hyperbolic and circular positioning algorithms using stationary signal-strength-difference measurements in wireless communications [J]. IEEE Trans on Vehicular Technology, 2006, 55(2): 499 – 509.

#### 作者简介



张 旻 男, 1966 年 7 月生于安徽合肥. 现为解放军电子工程学院教授, 博士. 主要从事为信号与信息处理、计算智能等方向研究. 获部委科技进步奖 10 余项, 在国内外发表论文 50 余篇.

E-mail: dyzhangmin@163.com



罗 争 男, 1986 年 9 月出生于江西南昌. 现为解放军电子工程学院通信与信息系统领域研究生, 主要从事阵列信号处理方向研究.

E-mail: AndyTaylor@163.com