

# 基于自适应迭代的强弱信号波达方向估计

刘永军, 廖桂生, 杨 东

(西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室, 陕西西安 710071)

**摘 要:** 针对强弱信号难以同时检测与估计的问题, 本文提出一种基于自适应迭代的强弱信号波达方向估计方法. 首先将空间角度离散化, 根据信号相消的性质构造空间谱函数, 然后通过自适应迭代抑制强信号的能量, 最后计算不同角度对应的空间谱函数, 利用其谱峰估计信号的波达方向. 理论分析和仿真实验表明, 本文方法无需信号源的先验信息, 在低信噪比和少量快拍数的条件下, 可以实现强弱信号 DOA 的高分辨估计, 有效提高弱信号的检测概率和估计精度.

**关键词:** 自适应迭代; DOA 估计; 强弱信号; 低信噪比

**中图分类号:** TN957.52      **文献标识码:** A      **文章编号:** 0372-2112 (2015)07-1425-07

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn>

**DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2015.07.027

## DOA Estimation for Strong and Weak Signals Based on Adaptive Iteration

LIU Yong-jun, LIAO Gui-sheng, YANG Dong

(National Key Laboratory of Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China)

**Abstract:** To detect and estimate weak targets from the strong ones, a new method based on adaptive iteration is proposed to estimate the DOA. Firstly, the space angle is dispersed and the spatial spectrum function is constructed based on the property of signal subtraction. Secondly, the energy of strong signal is suppressed through adaptive iteration. Finally, the value of spatial spectrum is calculated, and the DOAs of the signals are estimated through the peaks. Theoretical analysis and simulation results show that the method can achieve high-resolution DOA estimation without the prior knowledge of angles, even with the low signal-to-noise-ratio (SNR) and small snapshots. In addition, the proposed method can improve the detection probability and estimation accuracy of weak signal.

**Key words:** adaptive iteration; direction of arrival estimation; strong/weak signals; low signal-to-noise ratio

## 1 引言

阵列信号处理是近几十年快速发展起来的一种信号处理技术, 其主要原理是通过处理由传感器阵列接收的信号来获取空间目标的一些参数, 如波达方向 (DOA). 波达方向估计广泛应用于雷达、通信、声纳、地震勘探等领域<sup>[1~3]</sup>, 具有重要的军事意义.

空间谱估计技术的发展使得高分辨波达方向估计得以实现, 现有的估计算法有: 多重信号分类 (MUISC)<sup>[4]</sup>、最大似然 (ML)<sup>[5]</sup>、旋转不变子空间 (ES-PRIT)<sup>[6]</sup>、加权子空间拟合 (WSF)<sup>[7]</sup>等, 这些算法虽然能够实现多个信号源的高分辨波达方向估计, 但是当强弱信号同时出现, 弱信号淹没于强信号副瓣中, 上述方法不能有效实现对弱信号波达方向的估计.

对于强弱信号共存的情况, 已经有一些学者提出了

相应的解决方案. 目前已有的方法主要有 RELAX 算法<sup>[8,9]</sup>、干扰阻塞 (JIM) 算法<sup>[10]</sup>、基于特征波束形成的算法<sup>[11]</sup>等. RELAX 算法的每一步都通过迭代方式来估计信号的波形和波达方向, 当信号源的数目较多时, 其需要进行反复的迭代, 运算量相当大, 而且当强弱信号的夹角较小时, 该算法的收敛速度将变得很慢. JIM 算法需要精确已知强信号的波达方向, 通过阻塞矩阵抑制强信号, 然后再估计弱信号的波达方向, 但是当强弱信号的夹角较小时, 在抑制强信号的同时会衰减弱信号, 而且在实际中, 精确已知强信号的波达方向是很难的. 上述两种算法都假定信源数精确已知, 但是在强弱信号共存的情况下, 要准确估计出信号源的数目很难. 针对上述两种算法的缺点, 文献<sup>[11]</sup>提出了基于特征波束形成的算法, 但是这种算法需要大量的快拍数据, 以便精确估计相关矩阵. 此外, 这几种算法在低信噪比情况下, 对

弱信号的估计精度较低.

针对上述算法的不足,本文提出了一种基于自适应迭代的强弱信号波达方向估计方法,该方法无需信号源的先验信息,通过自适应迭代的方式实现对强弱信号波达方向的高分辨估计,且迭代次数与信源数目无关.此外,本文方法对信噪比和快拍数要求不高,在低信噪比环境下,具有弱信号估计成功率高,估计精度高等优点.仿真实验验证本文算法的有效性.

## 2 阵列模型

如下图 1 所示,空间阵列是由  $M$  个阵元组成的均匀直线阵,阵元间距为  $d$ ,假设有  $K$  个信号源以平面波形式入射到阵列上.

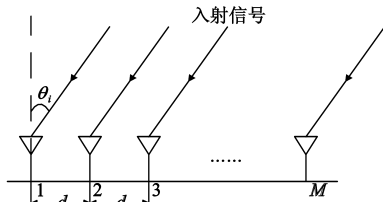


图1 均匀直线阵

根据阵列信号处理的相关知识,阵列接收数据可表示为:

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{A}(\theta)\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (1)$$

式中  $\mathbf{y}(t)$  为  $M \times 1$  维阵列接收数据矢量,  $\mathbf{n}(t)$  为  $M \times 1$  维噪声矢量,  $\mathbf{s}(t)$  为  $K \times 1$  维信号矢量,即  $\mathbf{s}(t) = [s_1(t) \ s_2(t) \ \cdots \ s_K(t)]^T$ ,  $\mathbf{A}(\theta) = [\mathbf{a}(\theta_1), \mathbf{a}(\theta_2), \cdots, \mathbf{a}(\theta_K)]$  为阵列的方向矩阵,其中  $\mathbf{a}(\theta_k)$  表示为:

$$\mathbf{a}(\theta_k) = [1, e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d\sin\theta_k}, \cdots, e^{j\frac{2\pi}{\lambda}(M-1)d\sin\theta_k}]^T, k = 1, 2, \cdots, K \quad (2)$$

其中  $\lambda$  为信号波长.

## 3 算法描述

### 3.1 算法的提出

根据式(1)的表述,对无噪声情况(后继表明,信噪比即使较小时影响也不大),可将阵列在某时刻接收到的数据  $\mathbf{y}$  理解为波达方向对应的导向矢量的线性组合,也就是说,  $\mathbf{y}$  是导向矢量的矢量和.对波达方向估计问题,只要能判断出阵列接收到的数据包含了哪些导向矢量,也就知道了信号源的波达方向.本文就是据此来估计信号源的波达方向.

根据上面所述,定义  $\|\mathbf{x}\|_2^2 = \frac{1}{M}\mathbf{x}^H\mathbf{x}$ , 其中  $\mathbf{x} = [x_1, x_2, \cdots, x_M]^T$ ,  $M$  为阵元数目,  $\mathbf{x}^H$  表示  $\mathbf{x}$  的共轭转置.构造空间谱函数

$$P(\theta) = \|\mathbf{y} - \mathbf{a}(\theta)\|_2^2 \quad (3)$$

上式即为本文所提算法的核心.考虑单信号源和无噪声的情况,当  $\mathbf{y} = \mathbf{sa}(\theta_0)$  时,其中  $s = s(t)$ , 则式(3)可表示为

$$\begin{aligned} P(\theta) &= \|\mathbf{y} - \mathbf{a}(\theta)\|_2^2 \\ &= \frac{1}{M}[\mathbf{y} - \mathbf{a}(\theta)]^H[\mathbf{y} - \mathbf{a}(\theta)] \\ &= \frac{1}{M}[\mathbf{y}^H\mathbf{y} + \mathbf{a}(\theta)^H\mathbf{a}(\theta)] - \frac{1}{M}[\mathbf{y}^H\mathbf{a}(\theta) \\ &\quad + \mathbf{a}(\theta)^H\mathbf{y}] \\ &= \left[ s^H s + 1 - \frac{s}{M} \right] - \frac{s}{M} \frac{\sin[(2M-1)(\varphi - \varphi_0)]}{\sin(\varphi - \varphi_0)} \end{aligned} \quad (4)$$

上式中  $\varphi = \frac{\pi}{\lambda}d\sin\theta$ ,  $\varphi_0 = \frac{\pi}{\lambda}d\sin\theta_0$ . 对于普通波束扫描,有

$$P(\theta) = |\mathbf{y}^H\mathbf{a}(\theta)| = |s| \left| \frac{\sin[M(\varphi - \varphi_0)]}{\sin(\varphi - \varphi_0)} \right| \quad (5)$$

其中  $|s|$  表示  $s$  的模值.对比式(4)和式(5)可以发现,式(4)中谱函数对角度的分辨率高于式(5)对角度的分辨率,具体而言,本文所提算法在  $M$  个阵元下的分辨率相当于普通波束扫描在  $2M-1$  个阵元下的分辨率.

实际上,式(3)在几何上可理解为:向量  $\mathbf{y}$  减去长度固定的向量  $\mathbf{a}(\theta)$  的长度,只有当向量  $\mathbf{a}(\theta)$  与向量  $\mathbf{y}$  共线时,  $\mathbf{y} - \mathbf{a}(\theta)$  的长度才会最大或最小.按照阵列信号处理的观点,本文所提方法类似于一种空域匹配滤波,当某个信号源所对应的导向矢量正好是  $\mathbf{a}(\theta)$  时,式(3)所定义的空间谱函数  $P(\theta)$  就会出现一个峰值,故  $P(\theta)$  谱峰所对应的角度就是信号源的波达方向.对比普通波束扫描,本文所提算法可以理解为对空域滤波后的矢量求模,而普通波束扫描是对空域滤波后的标量求模.

以上研究了单快拍、单信号源和无噪声情况,下面将研究多快拍、多信号源、强弱信号和有噪声情况下算法的性能.

### 3.2 强弱信号及多快拍处理

#### 3.2.1 强弱信号处理

不失一般性,假设存在两个信号源  $s_1(t)$  和  $s_2(t)$ , 它们的波达方向分别为  $\theta_1$  和  $\theta_2$ , 则阵列接收到的信号为

$$\mathbf{y}(t) = s_1(t)\mathbf{a}(\theta_1) + s_2(t)\mathbf{a}(\theta_2) + \mathbf{n}(t) \quad (6)$$

上式中  $\mathbf{n}(t) = [n_1(t), n_2(t), \cdots, n_M(t)]^T$  表示噪声矢量.根据式(3),定义  $F(\theta, t) = \|\mathbf{y}(t) - \mathbf{a}(\theta)\|_2^2$ , 那么  $F(\theta, t) = \|\mathbf{y}(t) - \mathbf{a}(\theta)\|_2^2$

$$\begin{aligned} &= C + N(\theta, t) - \frac{1}{M} \left\{ s_1(t) \frac{\sin[(2M-1)(\varphi - \varphi_1)]}{\sin(\varphi - \varphi_1)} \right. \\ &\quad \left. + s_2(t) \frac{\sin[(2M-1)(\varphi - \varphi_2)]}{\sin(\varphi - \varphi_2)} \right\} \end{aligned} \quad (7)$$

上式中  $\varphi = \frac{\pi}{\lambda}d\sin\theta$ ,  $\varphi_1 = \frac{\pi}{\lambda}d\sin\theta_1$ ,  $\varphi_2 = \frac{\pi}{\lambda}d\sin\theta_2$ ,  $N(\theta,$

$t$ )是与噪声和信号源有关的量,  $C = [s_1^2(t) + s_2^2(t) + 1] - \frac{1}{M} [s_1(t) + s_2(t) - s_1(t)s_2(t)] + \frac{1}{M} s_1(t)s_2(t) \frac{\sin[(2M-1)(\varphi_1 - \varphi_2)]}{\sin(\varphi_1 - \varphi_2)}$  只与两个信号源的波达方向之差有关。

根据式(7)的结论,本文所提算法可以在单快拍下实现信号源的 DOA 估计.但是当两个信号源的强度相差很大时,例如,式(6)中的系数  $|s_1| \gg |s_2|$ ,即信号源 1 的强度远远强于信号源 2,直接按照式(3)计算空间谱函数,得到式(7)的结果,这样弱信号将会被强信号淹没,也就无法估计弱信号的波达方向。

为了能够在强信号环境下估计出弱信号的波达方向,本文采取自适应迭代的方式对强信号进行削弱,使其强度与弱信号相当,再计算空间谱函数,从而实现对强弱信号波达方向的估计.下面将论述如何进行自适应迭代以及迭代的收敛性。

不失一般性,设  $s_1 > 0$ ,当  $|s_1| \gg |s_2|$  时,可忽略噪声  $N(\theta, t)$ ,那么  $\mathbf{y} \approx s_1 \mathbf{a}(\theta_1)$ ,则

$$P(\theta) = \|\mathbf{y} - \mathbf{a}(\theta)\|_2^2 = \left( s_1^2 + 1 - \frac{s_1}{M} \right) - \frac{s_1 \sin[(2M-1)(\varphi - \varphi_1)]}{M \sin(\varphi - \varphi_1)} \quad (8)$$

当  $\theta = \theta_1$  时,  $P(\theta)$  取最小值  $P_{\min}(\theta_1) = P(\theta_1) = s_1^2 + 1 - 2s_1$ . 令  $P_{\text{mu}}(\theta) = P(\theta) - E_\theta[P(\theta)]$ ,其中  $E_\theta[P(\theta)]$  表示  $P(\theta)$  对  $\theta$  的均值.那么,当  $\theta = \theta_1$  时,  $P_{\text{mu}}(\theta)$  取最小值  $P_{\text{mu\_min}}(\theta_1) = P_{\text{mu}}(\theta_1)$ ,而  $|P_{\text{mu}}(\theta)|$  取最大值.因为

$$s_1^2 + 1 - 2s_1 < E_\theta[P(\theta)] < s_1^2 + 1 \quad (9)$$

所以

$$-2s_1 < P_{\text{mu\_min}}(\theta_1) = P(\theta_1) - E_\theta[P(\theta)] < 0 \quad (10)$$

由  $\mathbf{y} + P_{\text{mu\_min}}(\theta_1) \mathbf{a}(\theta_1) \approx s_1 \mathbf{a}(\theta_1) + P_{\text{mu\_min}}(\theta_1) \mathbf{a}(\theta_1) = [s_1 + P_{\text{mu\_min}}(\theta_1)] \mathbf{a}(\theta_1)$ ,得

$$-s_1 < s_1 + P_{\text{mu\_min}}(\theta_1) < s_1 \quad (11)$$

即

$$|s_1 + P_{\text{mu\_min}}(\theta_1)| < s_1 \quad (12)$$

同样,设  $s_1 < 0$ ,当  $|s_1| \gg |s_2|$  时,可得式(8).当  $\theta = \theta_1$  时,  $P(\theta)$  取最大值  $P_{\max}(\theta_1) = P(\theta_1) = s_1^2 + 1 - 2s_1$ ,  $P_{\text{mu}}(\theta)$  和  $|P_{\text{mu}}(\theta)|$  也取最大值  $P_{\text{mu\_max}}(\theta_1) = P_{\text{mu}}(\theta_1)$ .因为

$$s_1^2 + 1 - 2s_1 > E_\theta[P(\theta)] > s_1^2 + 1 \quad (13)$$

所以

$$-2s_1 > P_{\text{mu\_max}}(\theta_1) = P(\theta_1) - E_\theta[P(\theta)] > 0 \quad (14)$$

$$-s_1 > s_1 + P_{\text{mu\_max}}(\theta_1) > s_1 \quad (15)$$

$$\text{即 } |s_1 + P_{\text{mu\_max}}(\theta_1)| < |s_1| \quad (16)$$

式(12)和(16)表明可以通过迭代修正  $\mathbf{y}$ ,使  $\mathbf{y} = \mathbf{y} + P_{\text{mu}}(\theta_{\max}) \mathbf{a}(\theta_{\max})$  来抑制接收数据中的强信号,而且该过程是收敛的,其中  $\theta_{\max}$  为  $|P_{\text{mu}}(\theta)|$  取最大值时所对应的角度.由于  $P_{\text{mu}}(\theta_{\max})$  是根据当前的迭代数据进行自适应调整,因此该迭代修正过程是自适应的。

上述讨论的都是单快拍的情况,当有多个快拍时应该如何进行多快拍积累,下面将讨论该问题。

### 3.2.2 多快拍积累问题

在高信噪比情况下,噪声可以忽略,即忽略  $N(\theta, t)$ ,假设  $s_1(t) \gg s_2(t)$ .如果在  $t_1$  时刻  $s_1(t_1) > 0$ ,当  $\theta = \theta_1$  时,那么  $F(\theta_1, t_1) \approx h(\theta_1, t_1) - 2s_1(t_1)$ ,其中  $h(\theta_1, t_1) = \left[ s_1^2(t_1) + s_2^2(t_1) + 1 + \frac{s_1(t_1)s_2(t_1)}{M} \right] + \frac{s_1(t_1)s_2(t_1) \sin[(2M-1)(\varphi_1 - \varphi_2)]}{M \sin(\varphi_1 - \varphi_2)}$  (17)

$F(\theta, t_1)$  会在  $\theta = \theta_1$  处出现一个向下凹的峰;如果在  $t_2$  时刻,  $s_1(t_2) = -s_1(t_1)$ ,那么  $F(\theta_1, t_2) \approx h(\theta_1, t_2) + 2s_1(t_1)$ ,  $F(\theta, t_2)$  会在  $\theta = \theta_1$  处出现一个向上凸的峰,两次快拍叠加就会使  $F(\theta, t)$  在  $\theta = \theta_1$  处的峰变低甚至消失,降低了算法的性能.此外,对于更多次的快拍积累,有下面的结论。

假设信号与噪声独立,噪声为高斯白噪声,且  $\sigma_i^2 = E[s_i^2(t)]$ ,  $i = 1, 2$ ,  $r_{12} = E[s_1(t)s_2(t)]$ ,  $\sigma_n^2 = E[n_i^2(t)]$ ,  $i = 1, 2, \dots, M$ .一般情况下,  $E[s_i(t)] = 0$ ,  $i = 1, 2$ . 对式(7)求时间平均,得:

$$P(\theta) = E_t[F(\theta, t)] = \left( \sigma_1^2 + \sigma_2^2 + 1 + \sigma_n^2 + \frac{r_{12}}{M} \right) + \frac{r_{12} \sin[(2M-1)(\varphi_1 - \varphi_2)]}{M \sin(\varphi_1 - \varphi_2)} \quad (18)$$

由式(18),可以看出如果直接对  $F(\theta, t)$  进行多快拍叠加,将导致  $P(\theta)$  只随两信号源的波达方向之差变化,不能实现对信号源波达方向的估计.多次快拍累积没有增强算法的性能,故需要对提出的算法进行一定的改进。

为了能够在多快拍下提高算法的性能,需要对式(3)的空间谱函数进行一定的修改.构造新的空间谱函数

$$|P_{\text{mu}}(\theta)| = |F(\theta, t) - E_\theta[F(\theta, t)]| \quad (19)$$

上式中,  $F(\theta, t) = \|\mathbf{y}(t) - \mathbf{a}(\theta)\|_2^2$ ,  $E_\theta[F(\theta, t)]$  表示  $F(\theta, t)$  对于  $\theta$  的均值.式(19)实现了将所有的峰变为向上凸的峰,从而在进行多快拍叠加时,避免了一个凹峰和一个凸峰叠加后峰变低或消失的情况,进而实现多快拍积累。

由式(19)的空间谱函数,可以得到下面的结论:

$$\begin{aligned} E[|P_{\text{mm}}(\theta)|^2] &= E_t[|F(\theta, t) - E_\theta[F(\theta, t)]|^2] \\ &= \frac{4}{M^2}\sigma_1^2 g^2(\varphi, \varphi_1) + \frac{4}{M^2}\sigma_2^2 g^2(\varphi, \varphi_2) + \frac{4}{M^2} \\ &\quad r_{12} g(\varphi, \varphi_1) g(\varphi, \varphi_2) \\ &\quad + \frac{\sigma_n^2}{8M^2}[M + \pi - 1 - 2(\pi - 2)\sin(\varphi)] \quad (20) \end{aligned}$$

上式中  $E_t[F(\theta, t)]$  表示  $F(\theta, t)$  对于  $t$  的均值,

$$\begin{aligned} g(\varphi, \varphi_i) &= E_\theta \left[ \frac{\sin(2M-1)(\varphi - \varphi_i)}{\sin(\varphi - \varphi_i)} \right] \\ &= \frac{\sin(2M-1)(\varphi - \varphi_i)}{\sin(\varphi - \varphi_i)} \quad i=1,2 \quad (21) \end{aligned}$$

由式(20)和(21)可以看出,改进后的算法能够实现多快拍积累和对信号源波达方向的估计.对于普通波束扫描,空间谱函数  $P_{\text{bf}}(\theta)$  为

$$\begin{aligned} P_{\text{bf}}(\theta) &= \mathbf{a}(\theta)^H \mathbf{y}(t) \\ &= s_1(t) \frac{\sin M\varphi_1}{\sin \varphi_1} e^{-j(M-1)\varphi_1} + s_2(t) \frac{\sin M\varphi_2}{\sin \varphi_2} e^{-j(M-1)\varphi_2} \\ &\quad + \sum_{i=1}^M n_i(t) e^{-j(i-1)\varphi} \quad (22) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} E[|P_{\text{bf}}(\theta)|^2] &= \sigma_1^2 \frac{\sin^2 M(\varphi - \varphi_1)}{\sin^2(\varphi - \varphi_1)} + \sigma_2^2 \frac{\sin^2 M(\varphi - \varphi_2)}{\sin^2(\varphi - \varphi_2)} \\ &\quad + 2r_{12} \frac{\sin M(\varphi - \varphi_1)}{\sin(\varphi - \varphi_1)} \frac{\sin M(\varphi - \varphi_2)}{\sin(\varphi - \varphi_2)} \\ &\quad \cdot \cos[(M-1)(\varphi_1 - \varphi_2)] + M\sigma_n^2 \quad (23) \end{aligned}$$

由式(20)和(23)的结果可以得出本文所提算法在  $M$  个阵元下的分辨率相当于普通波束扫描在  $2M-1$  个阵元下的分辨率.

### 3.3 DOA 估计算法

根据前文所述思想,提出如下的强弱信号波达方向估计算法:

输入: 噪声功率归一化的接收数据, 设置门限  $Thre$  (一般取  $0.5 \sim 0.7$ );

步骤 1: 根据式(3)计算空间谱函数值  $P(\theta) = \|\mathbf{y} - \mathbf{a}(\theta)\|_2^2$ ;

步骤 2: 计算  $P(\theta)$  的平均值  $E_\theta[P(\theta)] = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N P(\theta_i)$ ,  $N$  为空间角度的离散化数目;

步骤 3: 计算  $P(\theta)$  与  $E_\theta[P(\theta)]$  的差  $P_{\text{mm}}(\theta) = P(\theta) - E_\theta[P(\theta)]$ ;

步骤 4: 搜索  $|P_{\text{mm}}(\theta)|$  的最大值  $E_{\text{max}}$  对应的角度  $\theta_{\text{max}}$ ;

步骤 5: 比较门限  $Thre$  和  $E_{\text{max}}$ , 如果  $E_{\text{max}} < Thre$ , 直接输出结果  $|P_{\text{mm}}(\theta)|$  并结束; 如果  $E_{\text{max}} \geq Thre$ , 修正  $\mathbf{y} = \mathbf{y} + P_{\text{mm}}(\theta_{\text{max}}) \times \mathbf{a}(\theta_{\text{max}})$ , 并重复 1~5 步骤.

输出:  $|P_{\text{mm}}(\theta)|$  的谱峰即对应信源波达方向估计.

上面步骤 5 中对  $\mathbf{y}$  的修正  $\mathbf{y} = \mathbf{y} + P_{\text{mm}}(\theta_{\text{max}}) \times \mathbf{a}(\theta_{\text{max}})$ , 就是抑制强信号的过程, 且根据式(12)和(16)的结论, 该迭代修正过程是收敛的, 此外, 由于每次迭代中的  $P_{\text{mm}}(\theta_{\text{max}})$  都是根据当前的迭代数据进行自适应调整, 因此本文所提的上述迭代算法是收敛的, 而且是

自适应的.

值得注意的是, 本文所提上述算法在强弱信号共存的情况下, 得到的不是解析解, 需要通过迭代确定信号源的波达方向, 故该算法的计算量为  $o(LMNK + LNK)$ , 其中,  $N$  为角度离散化数目,  $M$  为阵元数,  $L$  为快拍数,  $K$  为迭代次数, 是与信号源数目、信号源的信噪比和门限值有关的变量. 当不考虑强弱信号(无需进行迭代)时, 那么  $K=1$ , 算法的计算量为  $o(LMN + LN)$ , 与信号源数目无关.

## 4 算法仿真

本文所有仿真的信号源均为远场窄带信号, 阵列为均匀线阵, 阵元间距为半波长, 噪声为高斯白噪声.

### 4.1 低信噪比下性能比较

图 2 给出了低信噪比下 DOA 估计结果比较. 仿真实验中考虑有两个相干信号源 1 和 2, 信号源 1 的入射角为  $5^\circ$ , 信号源 2 的入射角为  $20^\circ$ , 信噪比均为  $-10\text{dB}$ . 阵元数目为 10, 快拍次数为 21. 由图 2 的仿真结果可以看出, 本文所提算法的波达方向分辨率比普通波束扫描高; 在低信噪比 ( $-10\text{dB}$ ) 情况下, 当快拍数不是很多 (21 次快拍) 时, 本文所提算法仍能正确估计信源的波达方向, 而且性能比 MUSIC 和普通波束扫描算法要好.

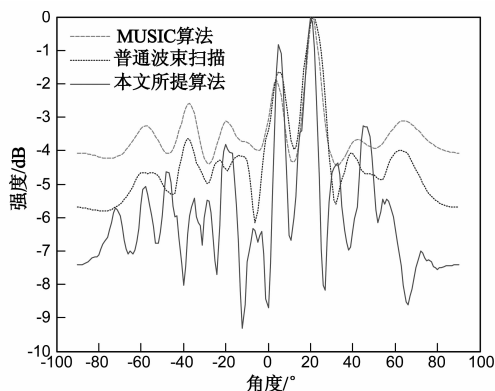


图2 低信噪比下算法性能比较

### 4.2 小快拍下性能比较

图 3 给出了小快拍下 DOA 估计结果比较. 仿真实验中考虑有三个信号源 1、2 和 3, 信号源 1 的入射角为  $-30^\circ$ , 信噪比为  $3\text{dB}$ , 信号源 2 的入射角为  $-20^\circ$ , 信噪比为  $43\text{dB}$ , 信号源 3 的入射角为  $10^\circ$ , 信噪比为  $63\text{dB}$ , 其中, 信号源 2 和 3 相干, 与信号源 1 不相干. 阵元数目为 15, 快拍次数为 5. 从图 3 可以看出, 本文提出的算法能够在小快拍条件下, 实现对相干信号以及强弱信号的波达方向估计, 且不同强度信号的空间谱值相差不大; MUSIC 算法不能正确估计出相干信号, 且强弱信号的空间谱值相差较大; 普通波束扫描只能估计出强信号的波达方向, 弱信号被强信号所淹没. 图 4 给出了单快拍

条件下仿真结果.由图可见,本文提出的算法在单快拍下也能够正确实现对强弱信号和相干信号的 DOA 估计;而普通波束扫描算法只能估计出最强信号的 DOA;

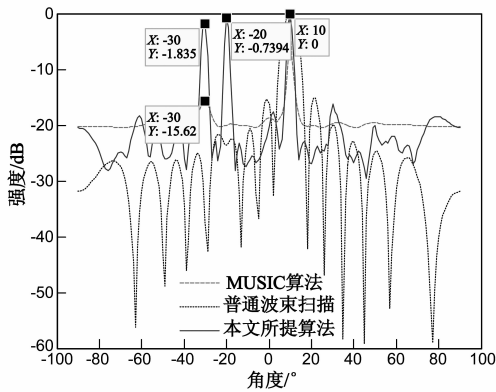


图3 小快拍下DOA估计的性能比较

MUSIC算法估计 DOA 时要利用数据的统计特性,需要较多的快拍进行积累以实现相关矩阵的精确估计,故 MUSIC 不能实现单快拍下 DOA 估计.

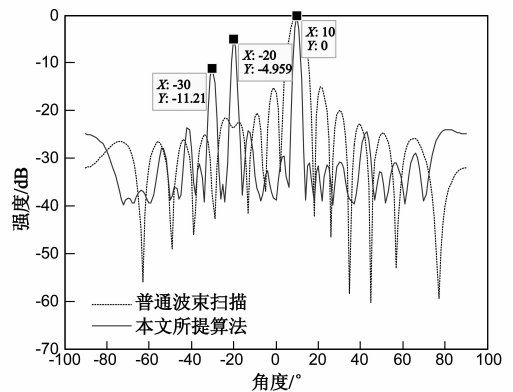
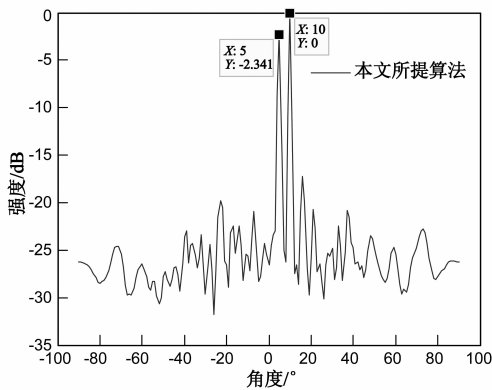


图4 单快拍下的DOA估计性能比较

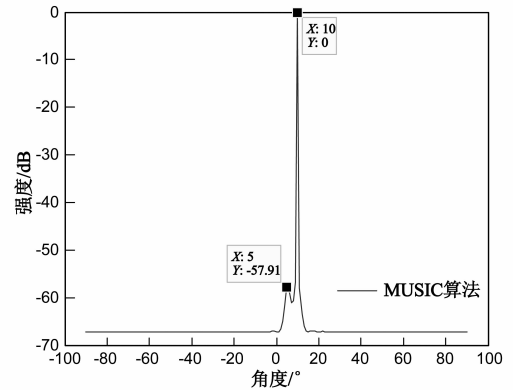
### 4.3 强弱信号下性能比较

图5给出了本文方法与传统 MUSIC 方法的强弱信号 DOA 估计结果比较.仿真实验中考虑有两个不相干信号源 1 和 2,信号源 1 的入射角为  $5^\circ$ ,信噪比为 3dB,信号源 2 的入射角为  $10^\circ$ ,信噪比为 63dB.阵元数目为

25,快拍次数为 5.由仿真结果可以看出,本文提出的算法在强弱信号共存的情况下,可实现对强弱信号波达方向的正确估计,而 MUSIC 算法只能正确估计出强信号,弱信号完全被强信号所淹没.



(a) 本文所提算法仿真结果



(b) MUSIC算法仿真结果

图5 强弱信号下本文所提算法与MUSIC算法仿真比较

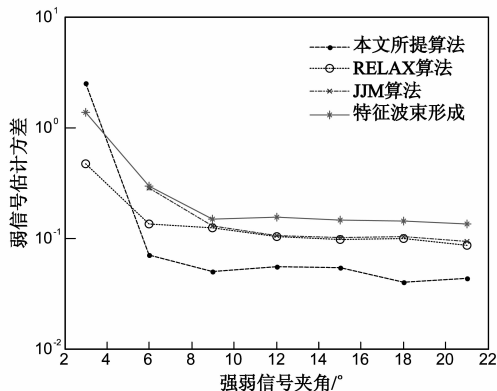
图6给出了本文方法与传统方法的性能比较.仿真中有两个不相干的信号,弱信号的入射角固定为  $0^\circ$ ,信噪比为  $-5\text{dB}$ ,强信号的信噪比为  $55\text{dB}$ ,入射角从  $3^\circ$  开始,以  $3^\circ$  步长变化到  $21^\circ$ ,阵元数目为 15,快拍次数为 31,对强信号不同的入射角度,分别进行 500 次的蒙特卡洛(Monte Carlo)模拟.由仿真结果可以看出,本文所提算法在强弱信号夹角小于  $5^\circ$  时,弱信号估计方差和成功率均比 RELAX 算法, JJM 算法(参考文献[10])和特征波束形成算法(参考文献[11])差,这是由于本文所提算法在分辨率上并不优于其它三种方法;但是在强弱信号夹角大于  $5^\circ$  时,本文所提算法的弱信号估计方差和成功率均优于其它三种算法.

图7给出了 DOA 估计性能随信噪比的关系曲线.仿真中考虑有两个不相干的信号,弱信号的入射角为  $-20^\circ$ ,强信号的入射角为  $-10^\circ$ ,弱信号的信噪比从  $-10\text{dB}$  开始,以  $1\text{dB}$  为步长变化到  $5\text{dB}$ ,强信号的信噪比始终保持比弱信号高  $60\text{dB}$ ,阵元数目为 15,快拍次数为 31.对不同的信噪比,分别进行 500 次的蒙特卡洛模拟,并与卡拉美罗界<sup>[12,13]</sup>(Cramér-Rao Bound, CRB)进行比较.由仿真结果可以看出,在低信噪比条件下,本文所提算法对弱信号波达方向估计的方差明显优于 RELAX 算法, JJM 算法和特征波束形成算法.

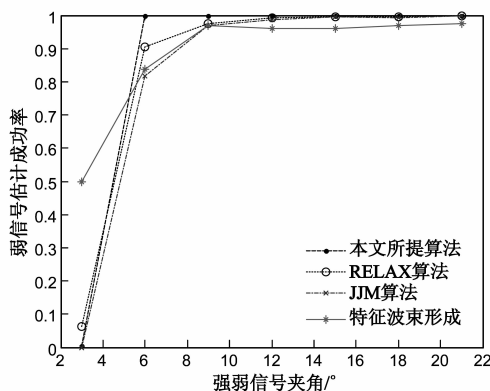
图8给出了 DOA 估计性能随快拍数的变化曲线.仿真中考虑有两个不相干的信号,弱信号的入射角为

-20°, 信噪比为 -8dB, 强信号的入射角为 -10°, 信噪比为 52dB, 阵元数目为 15, 快拍数从 12 开始, 以 20 为步长变化到 192. 对不同的快拍数, 分别进行 500 次的蒙特卡洛模拟, 并与卡拉美罗界进行比较. 由仿真结果

可以看出, 本文所提算法对弱信号的估计方差随着快拍数的增大而减小, 而且明显优于 RELAX 算法, JJM 算法和特征波束形成算法.



(a) 弱信号估计误差方差随强信号夹角变化曲线



(b) 弱信号估计成功率随强信号夹角变化曲线

图6 本文所提算法与RELAX算法、JJM算法和特征波束形成算法比较

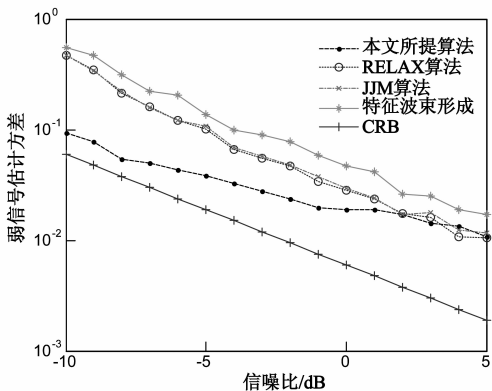


图7 弱信号估计方差随信噪比变化曲线

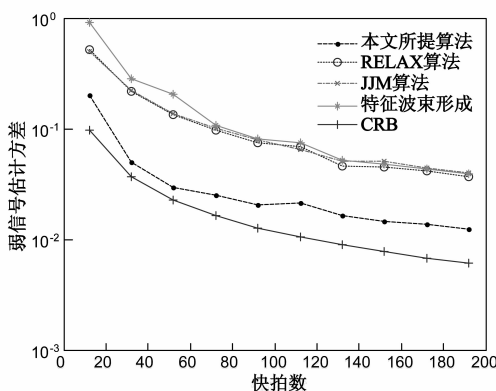


图8 弱信号估计方差随快拍数变化曲线

### 5 总结

本文提出一种基于自适应迭代的强弱信号波达方向估计算法. 理论分析和仿真实验表明, 本文所提算法的分辨率比普通波束扫描高, 在强弱信号先验信息未知的条件下, 可有效实现对强弱信号波达方向的估计; 此外, 所提算法对快拍数和信噪比要求不高, 能够实现对相干强弱信号的 DOA 估计, 当信噪比较低时, 弱信号波达方向估计成功率高, 估计精度高.

### 参考文献

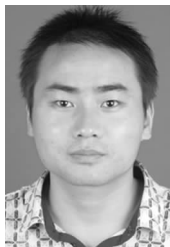
[1] P F Sannmartino, Christopher J Baker, Hugh D Griffiths. Frequency diverse MIMO techniques for radar[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2013, 49(1): 201 - 222.  
 [2] Josef Johannes Blanz, Apostolos Papatthanassiou, Martin Haardt. Smart antennas for combined DOA and joint channel estimation in

time-slotted CDMA mobile radio systems with joint detection[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2000, 49(2): 293 - 306.  
 [3] Zhang Xiao-fei, Gao Xin, Xu Da-zhuan. Multi-invariance ESPRIT-based blind DOA estimation for MC-CDMA with an antenna array[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2009, 58(8): 4686 - 4690.  
 [4] R O Schmidt. Multiple emitter location and signal parameter estimation[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1986, AP-34(3): 276 - 280.  
 [5] M Wax. Detection and localization of multiple sources via the stochastic signals model[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1991, 39(11): 2450 - 2456.  
 [6] Roy R, Paulraj A, Kailath T. ESPRIT-A subspace rotation approach to estimation of parameters of cisoids in noise[J]. IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1986, ASSP - 34(5): 1340 - 1342.  
 [7] James A, Cadzow. A high resolution direction-of-arrival algo-

rithm for narrow-band coherent and incoherent sources [J]. IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1988, 36(7): 965 – 979.

- [8] Li Jian. Angle and waveform estimation via RELAX [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1997, 33(3): 1077 – 1087.
- [9] Li Jian, Stoica P. Efficient mixed-spectrum estimation with applications to target feature extraction [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1996, 44(2): 281 – 295.
- [10] 陈辉, 苏海军. 强干扰/信号背景下的 DOA 估计新方法 [J]. 电子学报, 2006, 34(3): 530 – 534.  
Chen Hui, Su Hai-jun. A new approach to estimate DOA in presence of strong jamming/signal suppression [J]. Acta Electronica Sinica, 2006, 34(3): 530 – 534. (in Chinese)
- [11] 徐亮, 曾操, 廖桂生, 李军. 基于特征波束形成的强弱信号波达方向与信源数估计方法 [J]. 电子与信息学报, 2011, 33(2): 321 – 325.  
Xu Liang, Zeng Cao, Liao Gui-sheng, Li Jun. DOA and source number estimation method for strong and weak signals based on eigen beamforming [J]. Journal of Electronics and Information Technology, 2011, 33(2): 321 – 325. (in Chinese)
- [12] P Stoica, A Nehorai. MUSIC, maximum likelihood, and Cramér-Rao bound [J]. IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1989, 37(5): 720 – 741.
- [13] P Stoica, K Sharman. Performance study of conditional and unconditional direction-of-arrival estimation [J]. IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1990, 38(10): 1783 – 1795.

## 作者简介

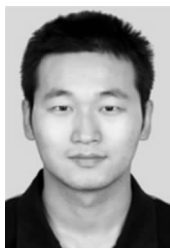


刘永军 男, 1990 年 12 月生于陕西西安. 现为西安电子科技大学信号与信息处理专业在读博士研究生, 主要研究方向为阵列信号处理和雷达通信一体化波形设计.

E-mail: yjliuinsist@163.com



廖桂生 男, 1963 年 6 月生于广西桂林. 现为西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室教授, 博士生导师, 国家杰出青年基金获得者, 长江学者特聘教授. 先后主持和承担国防 973 项目课题、国家“863”高新技术项目、国防科技预研、国家自然科学基金重点基金等十余项科研任务. 现主要从事雷达探测系统信号处理, 包括空时自适应处理、天基预警和阵列信号处理等领域的研究. E-mail: liaogs@xidian.edu.cn



杨东 男, 1988 年出生于陕西西安. 现为西安电子科技大学信号与信息处理专业在读博士研究生, 研究方向为阵列信号处理、高分辨雷达成像及动目标检测、稀疏雷达信号处理等.

E-mail: yangdongxd@gmail.com