

强干扰 信号背景下的 DOA 估计新方法

陈 辉, 苏海军

(空军雷达学院武器系统与兵器运用工程实验室, 湖北武汉 430010)

摘 要: 本文针对无源阵列雷达背景提出一种可抑制固定方位强入射干扰 信号的 DOA 估计方法——干扰阻塞法. 该方法充分利用无源阵列环境中存在几个固定方位的强多径干扰 信号的先验知识构造矩阵阻塞抑制已知方位的强干扰 信号, 从而能够实时对特定区域内低信噪比信号的方位估计. 该方法相对信号分离的松弛算法、高阶累积量算法及循环平稳类算法而言, 具有运算量小的优势.

关键词: 波达方向估计; 无源阵列; 干扰抑制

中图分类号: TN911.7 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2006) 03-0530-05

A New Approach to Estimate DOA in Presence of Strong Jamming/Signal Suppression

CHEN Hui, Su Hai-jun

(The Key Laboratory of Air Force Radar Academy, Wuhan, Hubei 430010, China)

Abstract Based on passive array radar, the case of direction-of-arrival (DOA) estimation in presence of strong jamming or signal is studied, and a new approach called Jamming Jam Method (JM) is presented in this paper. The method uses the information of the strong jamming is known to construct a jam matrix, and then estimate signal DOA of the low signal noise ratio in one sector. The JM has slight computation burden compared with the RELAX method, high-order cumulate method and cyclostationarity algorithms.

Key words direction-of-arrival, passive array radar, jamming suppression

1 引言

基于广播、电视、电台等民用通信信号的无源阵列雷达是当前无源雷达的一个重要发展方向. 但这种无源阵列雷达与常规的时差定位无源雷达有着相当大的差别, 所以在应用过程中还有众多的难点需要解决, 如直达波信号的对消、回波信号数可能大于阵元数、直达波信号和回波信号间存在着严重的相关或相干等, 这些难点的存在对阵列信号处理技术提出了很多要求. 本文着重研究如何利用无源阵列中直达波信号、固定强反射点信号方位已知的信息来抑制这些强散射点, 从而为强度较弱信号的方位估计提供条件. 大多数空间谱估计方法经过预处理 (如空间平滑处理等) 后均可有条件地用于无源阵列雷达的 DOA 估计. 但在应用过程中我们考虑到系统自由度的要求我们只能采用有向的天线阵列 (相当于对空域进行了一次滤波) 来减少阵列接收的直达波的各种多径散射信号, 这时直达波或部分建筑物强散射点仍然能够进入到接收系统, 不过

这些强散射点通常方位是固定的且可以精确测量到, 因此我们从先验知识的角度 (参考信号角度已知且强度远大于飞行目标的回波信号) 来研究强信号 干扰背景下的 DOA 估计问题.

在空间谱估计领域内有关干扰 信号抑制问题的研究很少, 相关的研究就是有关信号分离, 也就是采用某种信号分离的方法使得包含多个信号的信息阵列输出数据分离成几个数据块, 而具体一个数据块则只包含某一信号的信息. 只要能够分离出我们所需要的强多径干扰 信号, 我们就可以从阵列接收数据中减去该干扰 信号就可以达到抑制的目的. 目前, 关于信号分离的算法有 JLi 和 P Stoica 等提出的松弛 (Relax)^[1,2] 算法, J Tsao 和 B D Steinberg 等提出的 CLEAN^[3] 技术以及 P T Gough 提出的 FFT^[4] 信号分离法. 结合无源阵列环境, Relax 算法可以被用来估计信号的方位, 其计算过程与轮换投影^[5] (AP) 算法实现最大似然 (ML) 的过程类似, 但其每一步估计都需要通过迭代来实现, 因此 Relax 算法的运算量相当大, 这一点在实际应

用也很难实现. 另外, 在利用信号波形特征的信号分离技术方面有大量的研究, 如高阶累积量^[6, 7]分离高斯信号与非高斯信号、循环 (或共轭循环) 平稳^[8, 9]算法来分离不同循环频率的信号等, 不过这类算法都需要通过高阶累积量或循环谱的方法得到, 其计算量也远大于常规的二阶统计量的方法.

本文则充分利用无源阵列的先验知识, 首先通过阵列的有向性 (或 Sector^[10, 11]技术) 来抑制大量民用通信信号的散射, 然后利用直达波和部分强散射点方位固定的知识阻塞了这些相干干扰, 从而提高估计相对低信噪比的信号.

2 数学模型

无源阵列通常可根据周围的工作环境选择几个窄带的民用通信频率作为工作频段, 为了理论分析方便, 我们考虑针对某一特殊窄频信号. 另外, 假设无源阵列由 M 个阵元组成, 共接收到 N 个远场信号 (这些信号包括直达波信号、固定目标反射信号及飞行目标反射信号, 这里我们不考虑多次反射信号, 为简单起见我们称前二个阵列接收信号为干扰, 只有飞行目标的反射信号才是我们希望得到的信号, 这里假设信号数为 $N - J$ 干扰数为 J), 且假设阵列中各阵元是各向同性的且不存在通道不一致、互耦等因素的影响.

由于无源阵列环境的特殊性, 则空间 N 个入射信号肯定相关, 为了理论分析方便我们就考虑最坏的情况, 即所有的信号源完全相干. 由文献可知, 在信号源是窄带的假设下我们可以得到如下数学模型:

$$X(t) = AS(t) + N(t) = A\rho s_0(t) + N(t) \quad (1)$$

上式中 $X(t)$ 为阵列的 $M \times 1$ 维快拍数据矢量, $N(t)$ 为阵列的 $M \times 1$ 维噪声数据矢量, $S(t)$ 为空间信号的 $N \times 1$ 维矢量, ρ 是由一系列复常数组成的 $N \times 1$ 维矢量, $s_0(t)$ 可以称为生成信源, 在无源阵列环境中其就是某一频率的民用通信信号, A 为空间阵列的 $M \times N$ 维流型矩阵 (导向矢量阵)

$$A = [a_1(\theta), a_2(\theta), \dots, a_N(\theta)] \quad (2)$$

其中, 导向矢量, 其中 $i = 1, 2, \dots, N$

$$a_i(\theta_0) = [e^{-j\omega_0 \tau_{i1}} \quad e^{-j\omega_0 \tau_{i2}} \quad \dots \quad e^{-j\omega_0 \tau_{iM}}]^T \quad (3)$$

式中 $\omega_0 = 2\pi f = 2\pi c/\lambda$, c 为光速, λ 为波长, f 为无源阵列的工作频率, τ_{ij} 为第 j 个信号到达第 i 个阵元时与参考阵元的波程差. 显然, 当我们考虑间距为半波长的等距均匀线阵时, 且以第 1 个阵元为参考阵元时有 $\tau_{kj} = ((k-1) d \sin \theta_j) / c$ 这时式 (4) 的导向矢量可以简化为

$$a(\theta) = [1 \quad e^{-j\beta} \quad \dots \quad e^{-j(M-1)\beta}]^T \quad (4)$$

其中 $\beta = (2\pi/\lambda) d \sin \theta$ 需要注意的是式中的方位角表示与阵列法向的夹角.

由式 (1) 或式 (2) 可知, 为了去除某一固定方位的干扰, 我们只需在接收数据上减去干扰即可, 即去除干扰后的数据矢量为

$$Y(t) = X(t) - A(\theta_j) S_j(t) \quad (5)$$

很显然在上式中我们只知道干扰的角度 θ_j , 而不知道干扰的信号形式 $S_j(t)$, 所以为了利用上式则干扰信号形式 $S_j(t)$ 的估计是一个关键. $S_j(t)$ 的估计属于盲估计的范畴, 前面提到的 *Relax*^[1, 2] 算法就是一种可以同时估计信号源方位和信号波形的算法, 但其每一步的估计都涉及迭代运算, 所以其运算量大的惊人.

3 干扰阻塞算法 (JM)

我们知道对无源阵列而言干扰强度可能远远大于信号, 而在空间谱估计中如果强信号大于弱信号 40dB 以上时, 弱信号的谱峰往往会很低, 有时有些算法引起的伪峰会大于弱信号的谱峰, 这会严重影响对信号的检测与定位. 因此, 我们考虑可以通过抑制这些固定方位的干扰来提高信号的定位精度.

我们由式 (1) 可知, 信号和干扰的数目及角度均体现在阵列流型矩阵 $A(\theta)$ 上, 且阵列流型矩阵和干扰强度或干扰与信号是否相干无关, 所以为了去除干扰的影响, 我们可以利用干扰入射角度已知的先验信息来对阵列流型矩阵进行降秩, 这就是 JM 算法的思想. 下面我们先定义如下一个 $(M-1) \times M$ 维矩阵

$$T^H(\theta) = \begin{bmatrix} 1 & -e^{j\beta} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & -e^{j\beta} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1 & -e^{j\beta} \end{bmatrix}_{(M-1) \times M} \quad (6)$$

则显然有

$$T^H(\theta) A(\theta) = T^H \begin{bmatrix} a(\theta_1) & a(\theta_2) & \dots & a(\theta_N) \\ b(\theta_1) & b(\theta_2) & \dots & b(\theta_N) \end{bmatrix} \quad (7)$$

假设式 (6) 中的 $\theta = \theta_k$, 则显然有 $\beta = \beta_k$, 则式 (7) 中的最后一列全为 0 则式 (7) 简化为

$$B(\theta) = [b(\theta_1) \quad b(\theta_2) \quad \dots \quad b(\theta_{N-1})] \quad (8)$$

上式中 $b(\theta_i) = (1 - e^{-j(\beta_i - \beta)}) a(\theta_i) = \alpha_i a(\theta_i)$, $i = 1, 2, \dots, N-1$

上述过程充分说明采用矩阵 T 可以实现阵列流型矩阵的降秩, 即当变换矩阵左乘阵列接收数据时有

$$\begin{aligned} Y &= T^H X(t) = T^H A(\theta) S(t) \\ &= b(\theta_1) s_1(t) + b(\theta_2) s_2(t) + \dots + b(\theta_{N-1}) s_{N-1}(t) + 0 \end{aligned} \quad (9)$$

显然我们只要精确知道干扰源的入射方位, 通过上式我们就可以完全消除其的影响, 同样当空间存在多个确知方位的干扰源时, 我们可以通过上述的方法来去除, 但这时的矩阵 T 需要作如下修正

$$T^H = \prod_{j=1}^J T_j \quad (10)$$

式中 T_j 的矩阵维数为 $(M-j) \times (M-j+1)$, 矩阵的形式与式 (6) 相同, 只是 β 的取值不同, 下面直接给出当对消 2

个和 3 个干扰时的变换矩阵 T 中的第一行矢量, 式 (11) 为对消 2 个干扰时的矢量, 式 (12) 为对消 3 个干扰时的矢量.

$$v_2 = [1, -e^{j\beta_1}, -e^{j\beta_2}, e^{j(\beta_1+\beta_2)}, 0, \dots, 0] \quad (11)$$

$$v_3 = [1, -e^{j\beta_1}, -e^{j\beta_2}, -e^{j\beta_3}, e^{j(\beta_1+\beta_2)} + e^{j(\beta_1+\beta_3)} + e^{j(\beta_2+\beta_3)}, -e^{j(\beta_1+\beta_2+\beta_3)}, 0, \dots, 0] \quad (12)$$

通过上述的矩阵 T 我们就可以消除矩阵中固定方位干扰的影响, 这时修正后的数据协方差阵为

$$R_Y = T^H R_T T = T^H R_S T + \sigma^2 R_{Y_N} \quad (13)$$

需要注意的是上式中噪声项变为 $\sigma^2 T^H T$, 所以可以采用二种方法来求解信号入射角: 一是对矩阵对 $\{R_Y, \sigma^2 T^H T\}$ 进行广义特征分解得到相应的信号和噪声子空间; 二是对数据阵 R_Y 进行预白化处理, 然后对其进行特征分解得到相应的信号和噪声子空间.

下面我们着重研究一下矩阵 R_{Y_N} 和变换后的导向矢量 $b(\theta)$. 由式 (6) 可知

$$R_{Y_N} = T^H T = \begin{bmatrix} 2 & y_1 & 0 & \dots & 0 \\ y_1^* & 2 & y_1 & \dots & \vdots \\ 0 & y_1^* & 2 & \ddots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & y_1 \\ 0 & \dots & 0 & y_1^* & 2 \end{bmatrix} \quad (14)$$

式中 $y_1 = -e^{j\beta_1}$, 说明当对消一个固定方位干扰时, R_{Y_N} 是一个三对角矩阵, 对角矢量为 $\{y_1^*, 2, y_1\}$, 下面直接给出当对消二个固定方位干扰时, 这时 R_{Y_N} 为五对角矩阵, 且其矢量如式 (15) 所示.

$$v = \{e^{j(\beta_1+\beta_2)}, -2(e^{j\beta_1} + e^{j\beta_2}), 4 + 2\text{real}(e^{j(\beta_1-\beta_2)}), -2(e^{j\beta_1} + e^{j\beta_2}), e^{j(\beta_1+\beta_2)}\} \quad (15)$$

根据上面的推导, 我们可知当对消 J 个干扰时, 得到的 R_{Y_N} 矩阵为 $2J-1$ 对角矩阵, 且这些矩阵均是主对角占优的 *Toeplitz* 矩阵. 另外, 由式 (13) 可知变换后数据矩阵的导向矢量 $T^H a(\theta)$, 再由式 (7) 及式 (10) 很容易推导出变换后数据矩阵的导向矢量满足

$$T^H a(\theta) = \alpha a'(\theta) \quad (16)$$

其中 α 是一个常数, $a'(\theta)$ 为 $a(\theta)$ 的前 $M-J$ 行, 这也说明 *JJM* 方法对消固定干扰是以牺牲阵列孔径为代价的.

上面就是我们介绍的抑制强杂波和干扰的方法, 我们称之为干扰阻塞法 (*Jamming Jam Method—JJM*), 下面我们总结一下算法计算过程:

(1) 由空域滤波 (包括阵元的有向性、Sector^[10] 算法) 来滤除大量的干扰, 减少阵列接收到的信号和干扰总数;

(2) 由干扰方向构成式 (10) 所示的变换矩阵;

(3) 对变换后的数据矩阵进行预白化处理 $T' = (T^H T)^{-1/2} T^H$;

(4) 对预白化处理后的矩阵进行空间双向平滑修正, 再利用常规的空间谱估计方法进行 DOA 估计.

4 JJM 算法与空间平滑算法的关系

为了进一步加深对 *JJM* 算法的了解, 我们先定义原阵列接收数据 $X(t)$ 的前 $M-1$ 行定义为 X_1 , 矩阵的后 $M-1$ 行定义为 X_2 , 并定义子矩阵 R_{ij} 为原阵列接收数据协方差矩阵的第 i 行到第 $i+m-1$ 行第 j 列到第 $j+m-1$ 列的一个子矩阵, 其中子矩阵的维数为 m . 原阵列接收矩阵可以分为四个子阵我们将式 (6) 的变换矩阵写成如下形式

$$T^H(\theta) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1 & 0 \end{bmatrix} - e^{j\beta} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (17)$$

利用上式的变换矩阵对阵列接收数据进行变换, 则显然有

$$Y(t) = T^H X(t) = X_1 - e^{j\beta} X_2 \quad (18)$$

所以, 变换后数据的协方差矩阵为

$$R_Y = Y(t) Y^H(t) = (X_1 - e^{j\beta} X_2)(X_1 - e^{j\beta} X_2)^H \\ = R_{11} - e^{j\beta} R_{12} - e^{j\beta} R_{21} + R_{22} \quad (19)$$

我们由文献 [12~15] 可知加权的空间平滑算法可以

$$\text{表示为下式} \quad \tilde{R}^{WSS} = \sum_{i=1}^L \sum_{j=1}^L w_{ij} R_{ij} \quad (20)$$

式中 \tilde{R}^{WSS} 为加权平滑后的修正矩阵, 其中子阵的阵元数为 m , L 为平滑次数, 且有 $L+m-1=M$.

仔细对照式 (17) 和式 (20) 可知, 我们就可以发现对消一个固定方位干扰时的 *JJM* 算法其实就是权矩阵为式 (21) 时的前向加权平滑算法.

$$W = \begin{bmatrix} 1 & -e^{j\beta} \\ -e^{j\beta} & 1 \end{bmatrix} \quad (21)$$

同理, 我们也可以推导出对消二个和三个固定方位干扰时的权矩阵分别为式 (22) 和式 (23)

$$W = \begin{bmatrix} 1 & -(e^{j\beta_1} + e^{j\beta_2}) & e^{j(\beta_1+\beta_2)} \\ -(e^{j\beta_1} + e^{j\beta_2}) & 2 + 2\cos(\beta_1 + \beta_2) & -(e^{j\beta_1} + e^{j\beta_2}) \\ e^{j(\beta_1+\beta_2)} & -(e^{j\beta_1} + e^{j\beta_2}) & 1 \end{bmatrix} \quad (22)$$

$$W = \begin{bmatrix} 1 & w_{12} & w_{13} & w_{14} \\ w_{12} & w_{22} & w_{23} & w_{13} \\ w_{13} & w_{23} & w_{33} & w_{12} \\ w_{14} & w_{13} & w_{12} & 1 \end{bmatrix} \quad (23)$$

其中

$$w_{12} = -(e^{j\beta_1} + e^{j\beta_2} + e^{j\beta_3}) \\ w_{13} = e^{j(\beta_1+\beta_2)} + e^{j(\beta_1+\beta_3)} + e^{j(\beta_2+\beta_3)} \\ w_{14} = -e^{j(\beta_1+\beta_2+\beta_3)} \\ w_{22} = w_{33} = 3 + 2\cos(\beta_1 - \beta_2) + 2\cos(\beta_2 - \beta_3) \\ \quad + 2\cos(\beta_3 - \beta_1) \\ w_{23} = -2(e^{j\beta_1} + e^{j\beta_2})e^{j\beta_3} - e^{j(\beta_2+\beta_3-\beta_1)} - e^{j(\beta_1+\beta_3-\beta_2)} \\ \quad - e^{j(\beta_1+\beta_2-\beta_3)}$$

通过式 (21) ~ (23) 我们发现 *JJM* 算法的权矩阵满足

$$W^* J = W \quad (24)$$

所以, *JM* 算法同样很容易推广到双向空间平滑领域, 即只需对原数据协方差矩阵进行修正即可。

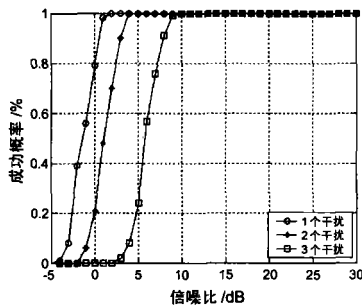
5 算法性能分析

本小节我们从计算机仿真的角度来说明算法的可行性和对误差的敏感性。

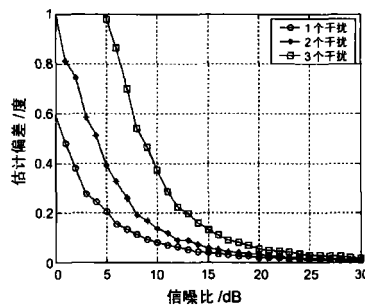
实验 1 抑制干扰性能分析. 实验针对空间 12 元等距均匀线阵, 100 次独立实验, 阵元间距为半波长, 2 个信号源的入射方位分别为 5 度和 10 度, 快拍数为 100, 干扰强

度为 50dB. 当干扰源数为 1 个时, 其入射方位为 30 度; 当干扰源为 2 个时, 其入射方位为 30 度和 50 度; 当干扰源数为 3 个时, 其对应的强干扰方位为 30 度、40 度和 50 度, 实验中信号与干扰均为相干源, 估计结果均是一次双向平滑后的估计。

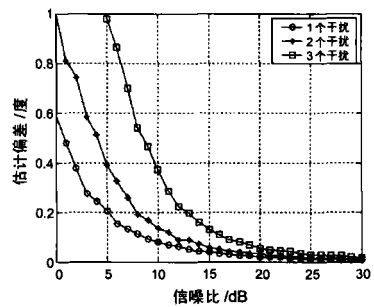
图 1(a) 为信噪比与成功概率的关系, 图 1(b) 为信噪比与估计偏差的关系, 图 1(c) 为信噪比与估计方差的关系。



(a) 信噪比与成功概率的关系



(b) 信噪比与估计偏差的关系



(c) 信噪比与估计方差的关系

从图 1 中可以看出随着干扰源数的增加, 算法的在低信噪比时的性能明显变坏, 但算法在高信噪比时算法性能比较接近, 总体来说对消一个干扰时的性能要优于对消多个干扰时的性能. 性能变差的原因可能和阵列孔径大小有关, 因为对消一个干扰时阵列孔径为 10 倍的半波长, 而对消 3 个干扰时阵列的孔径仅为 8 倍的半波长. 这一实验表明算法比较适合用于多阵元、抑制干扰源数比较少 (≤ 3) 的场合。

实验 2 误差性能分析. 实验针对空间 12 元等距均匀线阵, 阵元间距为半波长, 2 个信号源的入射方位分别为 5 度和 10 度, 快拍数为 100, 干扰源数为 2 个, 对应入射方位为 30 度和 50 度, 干扰强度为 50dB. 我们采用一次双向平滑的条件数作为衡量误差的敏感程度, 矩阵的条件数定义为:

$$\text{cond}(R) = \frac{\lambda_{\max}}{\lambda_{\min}}$$

矩阵的条件数是矩阵奇异性的一个衡量标准, 奇异 (或秩损) 矩阵的条件数为无穷大. 矩阵的条件数越大, 它们的列向量或行向量的独立性越强, 当固定方位偏离一定角度时, 则对消的性能会变差, 由于干扰与信号是全相干的, 所以矩阵的条件应变大, 所以这里可以采用矩阵的条件数来衡量算法对误差的敏感性。

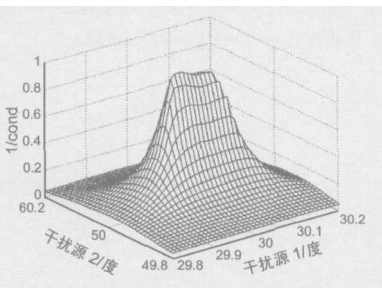


图 2 条件数倒数与干扰源角度选取的关系, SNR=5dB

图 1 与干扰源角度选取的关系, 图 2(b) 为图 2 (a) 的等高线图. 图 3 为信号源的信噪比为 10dB 时条件数的倒数与干扰源角度选取的关系, 图 4 为信号源的信噪比为 15dB 时条件数的倒数与干扰源角度选取的关系。

从图 2~图 4 可知, 随着信号源信噪比的增加算法的容错能力 (考虑条件数倒数大于 0.9) 也相应增强, 但这一实验表明算法对干扰的固定方位精度要求比较高。

6 结论

本文基于无源阵列背景, 提出了一种可用于抑制固定方位强干扰源的 DOA 估计方法——干扰阻塞法 (*JM*),

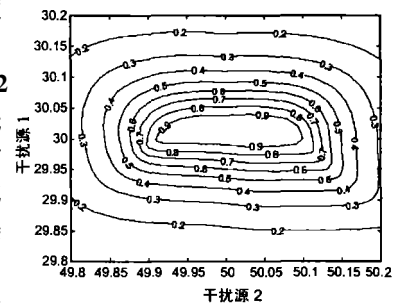


图 3 条件数倒数与干扰源角度选取的关系

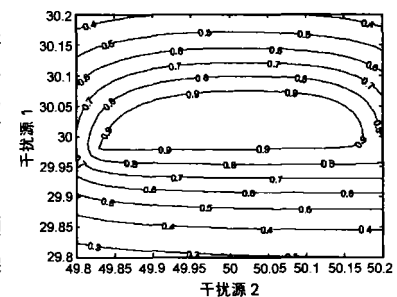


图 4 条件数倒数与干扰源角度选取的关系

文中分析了 **JM** 算法与加权空间平滑之间的关系,并给出了对消 1~3 个干扰源时的加权矩阵,最后本文通过计算机仿真实验说明了算法的容错性的可行性。

参考文献:

- [1] Jian Li, P Stoica. Efficient mixed-spectrum estimation with applications to target feature extraction[J]. IEEE Trans on Signal Processing **1996**, **44**(2): **281–295**
- [2] Jian Li, Guoqing Liu, Nanzhi Jiang, P Stoica. Airborne phased array radar clutter and jamming suppression and moving target detection and feature extraction[A]. IEEE **2000** Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop[C]: IEEE, **2000**, **240–244**
- [3] J Tsao, B Steinberg. Reduction of side lobe and speckle artifacts in microwave imaging: the CLEAN technique[J]. IEEE Trans on Antennas and Propagation, **1988**, **36**(4): **543–556**
- [4] P T Gough. A fast spectral estimation algorithm based on the FFT[J]. IEEE Trans on Signal Processing **1994**, **42**(6): **1317–1322**
- [5] I Ziskind, M Wax. Maximum likelihood localization of multiple sources by alternating projection[J]. IEEE Trans on ASSP, **1988**, **36**(10): **1553–1559**
- [6] C L Nikias, J M Mendel. Signal processing with higher-order spectra[J]. IEEE Signal Processing magazine, **1993**, **10–36**
- [7] J F Cardoso. EM outlines: Asymptotic performance analysis of direction-finding algorithms based on fourth-order cumulants[J]. IEEE Trans **1995**, **SP-43**(1): **214–224**
- [8] S V Schell. Performance analysis of the cyclic MUSIC method of direction estimation for cyclostationary signals[J]. IEEE Trans Signal Processing **1994**, **42**(11): **3043–3050**
- [9] G Xu, T Kailath. Direction of arrival estimation via exploitation of cyclostationarity—A combination of temporal and spatial processing[J]. IEEE Trans Signal Processing **1992**, **40**(7): **1775–1785**
- [10] K M Buckley, X L Xu. Spatial spectrum estimation in a location sector[J]. IEEE Trans on ASSP, **1990**, **38**(11): **1842–1852**
- [11] 王布宏, 王永良, 陈辉. 利用局域子空间投影提高子空间类 DOA 估计算法的谱分辨率[J]. 电子学报, **2003**, **31**(3): **459–463**
Wang Buhong, Wang Yongliang, Chen Hui. Improving Spectral Resolution of Subspace-Based DOA Estimation[J]. ACTA ELECTRONICA SINICA, **2003**, **31**(3): **459–463** (in Chinese)
- [12] T J Shan, M Wax, T Kailath. On spatial smoothing for direction-of-arrival estimation of coherent signals[J]. IEEE Trans on ASSP, **1985**, **33**(4): **806–811**
- [13] Paulraj V U Reddy, T Kailath. Analysis of signal cancellation due to multipath in optimum beamformers for moving arrays[J]. IEEE Journal of Oceanic engineering, **1987**, **12**(1): **163–172**
- [14] 王布宏, 王永良, 陈辉. 相干信源波达方向估计的加权空间平滑算法[J]. 通信学报, **2003**, **24**(4): **31–40**
Wang Buhong, Wang Yongliang, Chen Hui. Weighted spatial smoothing algorithm for the direction of arrival estimation of coherent source. Journal of china institute of communication, **2003**, **24**(4): **31–40** (in Chinese)
- [15] Wang Buhong, Wang Yongliang, Chen Hui. Weighted spatial smoothing for direction-of-arrival estimation of coherent signals[A]. **2002** IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and UNSC/URSI National Radio Science Meeting[C]. San Antonio, Texas, USA, **2002**, **6**, **668–671**

作者简介:

陈辉 男, 1974 年生于江苏启东, 武汉雷达学院雷达兵器运用实验室副教授, 主要研究领域为: 空间谱估计、阵列信号处理等。在国内外学术刊物上发表 30 余篇论文。E-mail: chhgh@ yahoo. com. cn

苏海军 男, 1974 年生于浙江宁波, 武汉空军雷达学院军事装备学研究生, 主要研究方向雷达及信号处理。

E-mail: suhaijun@ yahoo. com. cn