

二维子阵级相控阵空间谱估计方法

胡 航, 景秀伟, 潘向荣

(哈尔滨工业大学电子与信息技术研究院, 黑龙江哈尔滨 150001)

摘 要: 目前已提出的空间谱估计方法绝大多数需要已知所有阵元的数字化输出信号, 即为基于阵元级的方法。我们对应用于相控阵雷达的二维子阵级空间谱估计方法进行了研究。采用简化的阵列流形, 只需精确地确定子阵相位中心与增益, 大大降低了对相控阵的校正成本与代价。但其有效的方向估计范围只在子阵的 3dB 波束宽度内, 然而与波束扫描相结合可实现任意空间范围内的方向估计。通过引入加权网络对子阵输出进行后处理, 提高了阵列处理的灵活性; 构造了基于理想子阵方向图的简化阵列流形, 克服了直接简化阵列流形方法的测向范围无法调整的局限性, 并能更好地抑制旁瓣源。仿真结果证实了所提出方法的有效性。

关键词: 空间谱估计; 子阵级相控阵; 阵列流形; 子阵方向图; 阵列校正

中图分类号: TN957.51; TN911.7 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2007) 03-0415-05

2-D Spatial Spectrum Estimation Methods at Subarray Level for Phased Array

HU Hang, JING Xiu-wei, PAN Xiang-rong

(School of Electronics and Information Technology, Harbin Institute of Technology, Harbin, Heilongjiang 150001, China)

Abstract: Most of present spatial spectrum estimation methods is only suitable for the situation that the digital output of all array elements must be known, namely the methods based on element level. 2-D spatial spectrum estimation methods at subarray level applied to phased array radar are studied. Applying the method based on simplified array manifold only needs to determine the phase center and gain of each subarray accurately and thus can reduce array calibration cost and expense greatly. However the available direction estimation region is only within the 3dB beam width of subarrays, in order to estimate at any interested direction one can combine this method with beam scanning. Post-processing the subarray outputs by introducing weighting network makes the array processing more flexible. The method based on simplified array manifold with the ideal subarray patterns is constructed which can overcome the limitation of the one based on direct simplified array manifold that the available region of direction estimation can't be adjusted and suppress sidelobe sources better. Simulation results demonstrate the validity of the proposed methods.

Key words: spatial spectrum estimation; phased array at subarray level; array manifold; subarray patterns; array calibration

1 引言

对基于特征分解的空间谱估计的研究已进行了二十余年, 取得了大量的成果, 并提出了许多有效的方法。但这些方法绝大多数需要已知所有阵元的数字化输出信号, 而且多是针对阵元数很少的情况, 如通信应用。

若将超分辨空间谱估计应用于 PAR (Phased Array Radar, 相控阵雷达), 则会出现一些很复杂的问题, 特别是对多功能雷达。包括以下方面: (1) 阵列常常可能包含有上千个阵元, 因而通常采用子阵结构, 只能得到子阵的数字化输出; (2) 各子阵的大小和形状可以相差很大, 因而可能有完全不同的方向图; (3) 阵元上通常利用幅

度加权来抑制和方向图的旁瓣。

空间谱估计需要精确已知全部的阵列流形, 阵列流形中即使很小的误差也会导致方向估计性能的严重下降。对于由很多不规则子阵构成的大的平面阵来说, 阵列流形中可能存在较大的误差, 特别是在旁瓣区域, 因为旁瓣比主瓣受到的各种误差影响要大得多。为此必须对阵列进行校正, 如采用有源校正方法。但其实现非常复杂、成本高昂, 而且在一些应用中, 设置辅助信号源及将不同的测试信号分配到成千上万的阵元上存在有很多困难。国内外对子阵级相控阵空间谱估计方法的研究开展得极少。在文献[1]中, 作者构造简化的阵列流形, 得到了一种“聚焦” MUSIC 方法, 降低了阵列校正代价。

收稿日期: 2005-12-05; 修回日期: 2006-05-22

基金项目: 航天支撑基金 (No. 2003-HG18); 哈尔滨工业大学校科学研究基金 (No. HIT. 2002. 08)

但该文主要讨论简化的阵列流形问题,而未对子阵级空间谱估方法进行分析,并只给出了一维的处理结果,且主要是针对非重叠子阵进行的讨论。

本文对二维子阵级空间谱估计方法进行研究,适用于重叠和非重叠子阵的情况。子阵级空间谱估计可由阵元级空间谱估计推广得到,此时由于利用了全部的阵列流形,我们称其为基于 EAM(Exact Array Manifold,精确的阵列流形)的方法。这类方法需要对整个阵列进行校正。

对于大的相控阵系统,研究能够降低阵列校正代价与复杂度的空间谱估计方法十分必要。我们希望只对子阵进行校正,因为这比对整个阵列校正更容易得多。利用简化的阵列流形(SAM,即 Simplified Array Manifold)是降低校正代价的一种有效途径。这里,利用文献[1]的思想,将每个子阵看作一个超元,利用子阵中心与增益构造 SAM。

本文以子阵级 MUSIC 方法为例进行讨论。其结构如下:首先建立信号模型,然后给出 SAM,接下来是模拟仿真,最后进行总结。

2 子阵级空间谱估计方法的信号模型

设由 M 个全向阵元组成的平面阵位于 XOY 平面上,第 1 个阵元位于坐标原点为参考阵元,第 m ($m = 1, \dots, M$) 个阵元的坐标为 (x_m, y_m) 。阵列共被划分为 L 个子阵,可以是重叠或非重叠子阵。在阵元上进行幅度加权以获得低旁瓣的方向图,设第 m 个阵元的加权为 g_m ;通过移相器来实现波束指向。子阵级上的加权用来完成自适应波束形成等任务,设第 l ($l = 1, \dots, L$) 个子阵的加权为 c_l 。阵列波束指向的仰角和方位角为 (θ_0, ϕ_0) ,有 D 个远场窄带辐射源,其中第 k ($k = 1, \dots, D$) 个信号源的仰角和方位角为 (θ_k, ϕ_k) 。

设阵元输出为 $X(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_m(t), \dots, x_M(t)]^T$,令 $(\theta, \phi) = \sin \theta \cos \phi$, $(\theta_k, \phi_k) = \sin \theta_k \cos \phi_k$,则有

$$x_m(t) = \sum_{k=1}^D s_k(t) \exp\{-j2\pi [x_m(\theta_k, \phi_k) + y_m(\theta_k, \phi_k)]\} + n_m(t) \quad (1)$$

式中, $s_k(t)$ 为第一个阵元接收到的第 k 个辐射源的信号, $n_m(t)$ 为第 m 个阵元中与信号相互独立的高斯加性白噪声。

设 T_0 为 $M \times L$ 的子阵形成矩阵,在其第 l 列的所有元素中,只有与第 l 个子阵的阵元序号相对应的元素值为 1,其余均为 0(在非重叠子阵的情况下, T_0 的列向量相互正交);设

$$P_0 = \text{diag}\left\{g_m e^{j2\pi [x_m(\theta_0, \phi_0) + y_m(\theta_0, \phi_0)]}\right\}_{m=1, \dots, M},$$

$C = \text{diag}(c_l)_{l=1, \dots, L}$, 式中 $\text{diag}()$ 表示对角阵,并令

$$T = P_0 T_0 C \quad (2)$$

则子阵输出为

$$X_{\text{sub}}(t) = T^T X(t) \quad (3)$$

式中 $()^T$ 表示转置。 $X_{\text{sub}}(t)$ 的协方差矩阵为 $R_{\text{sub}} = E[X_{\text{sub}}(t) X_{\text{sub}}^H(t)]$, 其中 $()^H$ 表示共轭转置。将阵列流形向量表示为 $A_{\text{sub}}(\theta, \phi)$, 则子阵级 MUSIC 的谱估计表达式为

$$S_{\text{sub}}(\theta, \phi) = \frac{A_{\text{sub}}^H(\theta, \phi) A_{\text{sub}}(\theta, \phi)}{A_{\text{sub}}^H(\theta, \phi) P_{\text{sub}} A_{\text{sub}}(\theta, \phi)} \quad (4)$$

式中 P_{sub} 表示 R_{sub} 的 D 个主特征值对应的特征向量所张成的信号子空间的正交补空间。

3 简化的阵列流形

直接简化的阵列流形(Direct SAM,记为 DSAM)是 SAM 中的一种最简单的形式。DSAM 根据阵列结构直接得到相位中心与增益,其优势在于与子阵方向图的旁瓣形状相比,可以以较高的精度来确定子阵中心与增益。子阵中心必须考虑幅度加权,对于第 l 个子阵,沿 x 轴的中心 l_x ,沿 y 轴方向中心 l_y 和增益 G_l 分别为

$$l_{x, \text{DSAM}} = \frac{\sum_{m \in U_l} g_m x_m}{\sum_{m \in U_l} g_m} \quad (5)$$

$$l_{y, \text{DSAM}} = \frac{\sum_{m \in U_l} g_m y_m}{\sum_{m \in U_l} g_m} \quad (6)$$

$$G_{l, \text{DSAM}} = \sum_{m \in U_l} g_m \quad (7)$$

式中 U_l 为第 l 个子阵的所有阵元的序号的集合。子阵中心的这种选取方式保证了在波束指向上,DSAM 与 EAM 具有相同的增益与相位^[2]。

基于 DSAM 的空间谱估计不需要全部的阵列流形知识,只需精确确定子阵的中心与增益。但是,其有效的方向估计范围是以阵列波束指向为中心的 3dB 子阵波束宽度内。信号源位于波束宽度内时,其方向估计结果相当精确。而信号源位于波束宽度外时,谱峰被抑制,且方向估计结果与实际值产生偏差。信号源越远离波束指向,谱峰越小,估计误差越大,直至无法分辨。这种局部方向估计的原因除了子阵方向图对波束宽度外的入射信号的抑制和衰减作用外,更重要的是,在旁瓣区域, $A_{\text{sub}}(\theta, \phi)$ 和由 R_{sub} 张成的信号子空间的任意的线性组合不匹配,因而谱峰被大大抑制。

但是,上述方法的一个优势是可抑制不感兴趣的旁瓣源。然而,其有效方向估计范围无法根据实际应用进行调整,而且旁瓣源不能够被完全抑制。为克服这一局限性,需改变子阵方向图,这需要调整阵列结构,但后者是多种因素的最优化结果,硬件上已被固定。为

此,我们利用一个加权网络对子阵输出进行后处理,将该网络的输出看作是一个新的子阵输出,通过构造加权网络得到所需要的方向图.

将加权网络表示为 $W_{sub} = [w_1, \dots, w_l, \dots, w_L]$, 其中 w_L 为一个 L 维列向量,则新的子阵输出为

$$X_{sub}(T) = (TW_{sub})^T X(t) \quad (8)$$

设 $u = \sin \theta \cos \phi$, $v = \sin \theta \sin \phi$, $u_0 = \sin \theta_0 \cos \phi_0$, $v_0 = \sin \theta_0 \sin \phi_0$, 引入 $f(u, v) = [f_1(u, v), \dots, f_m(u, v), \dots, f_M(u, v)]^T$, 并设 $f_m(u, v) = e^{j2(x_m u + y_m v)}$, 则新的子阵方向图为

$$F_{New}(u, v) = (TW_{sub})^H f(u, v) \quad (9)$$

将所期望得到的理想方向图用 $F_{Ide}(u, v) = [f_{Ide_1}(u, v), \dots, f_{Ide_l}(u, v), \dots, f_{Ide_L}(u, v)]^T$ 表示, 其中 $f_{Ide_l}(u, v)$ 的幅度在以 (u_0, v_0) 为中心, R 为半径的圆内区域 D_R 上为常数, 而在其外部为 0 (通过 R 改变方向估计范围); $f_{Ide_l}(u, v)$ 的相位在波束指向上为 0 且随方向线性变化, 以补偿移相器的影响, 使 W_{sub} 与波束指向无关. 因此,

$$f_{Ide_l}(u, v) = G_{D_R}(u - u_0, v - v_0) e^{j2(l_{x, DSAM}(u - u_0) + l_{y, DSAM}(v - v_0))} \quad (10)$$

其中 $G_D(x, y) = \begin{cases} 1, & (x, y) \in D \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$.

W_{sub} 的选取应使

$$Y = \iint_{D_R} |F_{New}(u, v) - F_{Ide}(u, v)|^2 d u d v \quad (11)$$

为最小, 其中 $V = \int (u, v) |u^2 + v^2 - 1| d u d v$.

将上式写为

$$\begin{aligned} Y &= \iint_{D_R} |F_{New}(U, V)|^2 d u d v + \iint_{D_R} |F_{new}(u, v) - F_{Ide}(u, v)|^2 d u d v \\ &= \iint_{D_R} \left\{ \sum_{l=1}^L [w_l^H T^H f(u, v) f^H(u, v) T w_l] \right\} d u d v \\ &\quad + \iint_{D_R} |F_{Ide}(u, v)|^2 d u d v \\ &\quad - \iint_{D_R} \left\{ \sum_{l=1}^L [w_l^H T^H f(u, v) f_{Ide_l}^*(u, v)] \right\} d u d v \\ &\quad - \iint_{D_R} \left\{ \sum_{l=1}^L [f_{Ide_l}(u, v) f^H(u, v) T w_l] \right\} d u d v \\ &= \sum_{l=1}^L \left[\iint_{D_R} w_l^H T^H f(u, v) f^H(u, v) T w_l d u d v \right] + \text{const} \\ &\quad - \sum_{l=1}^L \left[\iint_{D_R} w_l^H T^H f(u, v) f_{Ide_l}^*(u, v) d u d v \right] \\ &\quad - \sum_{l=1}^L \left[\iint_{D_R} f_{Ide_l}(u, v) f^H(u, v) T w_l d u d v \right] \\ &= \sum_{l=1}^L (w_l^H T^H T w_l) + \text{const} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &- \sum_{l=1}^L \left[w_l^H T^H \iint_{D_R} f(u, v) f_{Ide_l}^*(u, v) d u d v \right] \\ &- \sum_{l=1}^L \left[\iint_{D_R} f_{Ide_l}(u, v) f^H(u, v) d u d v \cdot T w_l \right] \end{aligned}$$

式中 $()^*$ 表示取共轭.

$$\text{令 } \frac{\partial Y}{\partial w_l} = 0, \text{ 并设 } v_l = \iint_{D_R} f(u, v) f_{Ide_l}^*(u, v) d u d v,$$

$$\text{则 } w_l = (T^H T)^{-1} T^H v_l \quad (12)$$

令 $u = r \cos \phi$, $v = r \sin \phi$, 并令

$$v_{m,l} = \int_0^R \int_0^{2\pi} e^{j2(l_{x, DSAM} r \cos \phi + l_{y, DSAM} r \sin \phi)} r d \phi d r$$

则

$$v_l = e^{j2(x_m u_0 + y_m v_0)} (v_{1,l}, \dots, v_{m,l}, \dots, v_{M,l})^T$$

设 $I_0(\cdot)$ 表示第一类修正的零阶 Bessel 函数, $I_1(\cdot)$ 表示第一类修正的一阶 Bessel 函数, $J_1(\cdot)$ 表示第一类一阶 Bessel 函数, 利用 $\int_0^x e^{jx \cos y} dy = 2 \int_0^x I_0(jx) dy$,

$$\int_0^x y I_0(y) dy = x I_1(x) \text{ 和 } I_1(jx) = j J_1(x) \text{ 可得}$$

$$\begin{aligned} v_l &= 2 e^{j2(x_m u_0 + y_m v_0)} \int_0^R r I_0(j b_{1,l} r) dr, \dots \\ &\quad \int_0^R r I_0(j b_{m,l} r) dr, \dots, \int_0^R r I_0(j b_{M,l} r) dr \int^T \\ &= 2 e^{j2(x_m u_0 + y_m v_0)} R / j [I_1(j b_{1,l} R) / b_{1,l}, \dots, I_1(j b_{m,l} R) / b_{m,l}, \dots, I_1(j b_{M,l} R) / b_{M,l}]^T \\ &= 2 e^{j2(x_m u_0 + y_m v_0)} R [J_1(b_{1,l} R) / b_{1,l}, \dots, J_1(b_{m,l} R) / b_{m,l}, \dots, J_1(b_{M,l} R) / b_{M,l}]^T \end{aligned} \quad (13)$$

其中

$$b_{m,l} = 2 \sqrt{(x_m - l_{x, DSAM})^2 + (y_m - l_{y, DSAM})^2} \quad (14)$$

令 $V = [v_1, \dots, v_l, \dots, v_L]$, 则有

$$W_{sub} = (T^H T)^{-1} T^H V \quad (15)$$

令 $G = \text{diag}(g_m)_{m=1, \dots, M}$, $T_1 = G T_0 C$, 并设 $[T_1 W_{sub}]_{m,l}$ 表示 $T_1 W_{sub}$ 的第 m 行第 l 列个元素, 则新的子阵中心与增益为

$$l_{x, ISP} = \left[\begin{matrix} M \\ m=1 \end{matrix} [T_1 W_{sub}]_{m, l} x_m / \left[\begin{matrix} M \\ m=1 \end{matrix} [T_1 W_{sub}]_{m, l} \right] \right] \quad (16)$$

$$l_{y, ISP} = \left[\begin{matrix} M \\ m=1 \end{matrix} [T_1 W_{sub}]_{m, l} y_m / \left[\begin{matrix} M \\ m=1 \end{matrix} [T_1 W_{sub}]_{m, l} \right] \right] \quad (17)$$

$$G_{l, ISP} = \left[\begin{matrix} M \\ m=1 \end{matrix} [T_1 W_{sub}]_{m, l} \right] \quad (18)$$

令 $M_{G_{l, ISP}} = \text{diag}$

$$\left[G_{l, ISP} e^{-j2(l_{x, ISP} - l_{x, ISP'})(\phi - \phi') + (l_{y, ISP} - l_{y, ISP'})(\theta - \theta')} \right]_{l=1, \dots, L},$$

$$ISP(\theta, \phi) = [ISP_1(\theta, \phi), \dots, ISP_L(\theta, \phi), \dots,$$

$$ISP_L(\theta, \phi)]^T, \text{ 其中}$$

$$ISP_l(\theta, \phi) = e^{-j2(l_{x, ISP} - l_{x, ISP'})(\phi - \phi') + (l_{y, ISP} - l_{y, ISP'})(\theta - \theta')},$$

此时阵列流形可表示为

$$A_{sub_ISP}(\theta, \phi) = (M_{G_0_ISP} C)^H_{ISP}(\theta, \phi) \quad (19)$$

我们称其为基于理想子阵方向图的简化阵列流形,简称为 SAM. ISP(SAM based on Ideal Subarray Patterns).

4 模拟仿真

以矩形平面阵为例给出仿真结果. 设阵列中有 19 行 \times 43 列 = 817 个全向阵元, 按 $\lambda/2$ 间距矩形栅格放置. 水平向(沿 X 轴方向)为 -40dB Taylor 加权, 垂直向(沿 Y 轴方向)为 -30dB Taylor 加权. 阵列划分为 5 行 \times 9 列 = 45 个子阵, 各子阵均为矩形阵, 但阵元数不同. 设阵列的波束指向为 $(5.0^\circ, 45.0^\circ)$, 各空间信号源为等功率非相干窄带信号源, 快拍数取为 200.

实验 1 有效测向范围.

有 3 个信号源, 其中信号源 1 和信号源 2 的入射方向分别为 $(7.0^\circ, 46.0^\circ)$ 和 $(9.0^\circ, 44.0^\circ)$, 信号源 3 分别由三个不同的入射方向: $(4.0^\circ, 43.0^\circ)$, $(20.0^\circ, 43.0^\circ)$ 和 $(40.0^\circ, 43.0^\circ)$. 各信号源的信噪比均为 10dB. 图 1 给出了由 DSAM 得到的空间谱. 由于在三种情况下, 信号源 1 和信号源 2 均位于波束宽度内, 因而谱峰尖锐, 峰值很高; 对于信号源 3, 当其位于波束内时, 谱峰很高(图 1(a)); 随着其偏离波束指向, 谱峰下降(图 1(b)); 当远离波束指向时, 谱峰被完全抑制, 此时该源已无法分辨(图 1(c)).

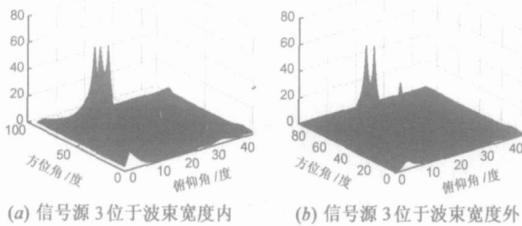


图 1 基于 DSAM 的空间谱

设一个信号源的方位角入射方向为 43.0° , 仰角的入射方向在 5.0° 至 40° 之间变化, 信噪比为 10dB. 采用基于 EAM 和 DSAM 的方法, 图 2 给出了方向估计的标准差随信号源仰角变化的关系, 其中 Monte-Carlo 实验次数为 100 次. 可见, 当信号源的方向变化时, EAM 方法始终具有良好的估计性能; 对于 DSAM, 当信号源在波束指向附近即仰角分别从 5 变化到 12 和 15 时, 仰角和方位角估计的标准差与 EAM 相同; 若仰角继续偏离

波束指向, 方向估计误差增加, 且越偏离波束指向, 误差越大.

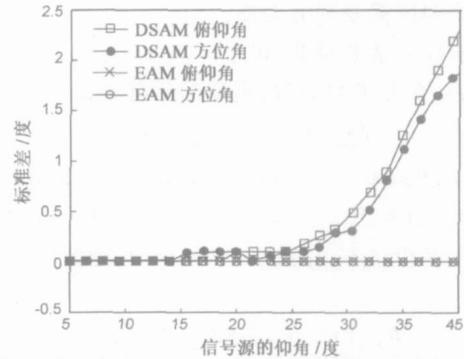


图 2 信号源位于不同方向时两种方法方位角和仰角估计的标准差

实验 2 测向精度

两个信号源分别从 $(4.0^\circ, 43.0^\circ)$ 和 $(6.5^\circ, 43.0^\circ)$ 的方向入射(均位于波束宽度内). 图 3(a), (b) 分别给出了 EAM, DSAM, SAM. ISP 的方向估计偏差和标准差随 SNR 的变化关系. 这里估计偏差和标准差取的是对两个信号源估值的平均值, Monte-Carlo 实验次数为 200. 由图可见, 不论是方位角还是仰角, SAM. ISP 与 DSAM 相比, 测向精度只有微小的下降.

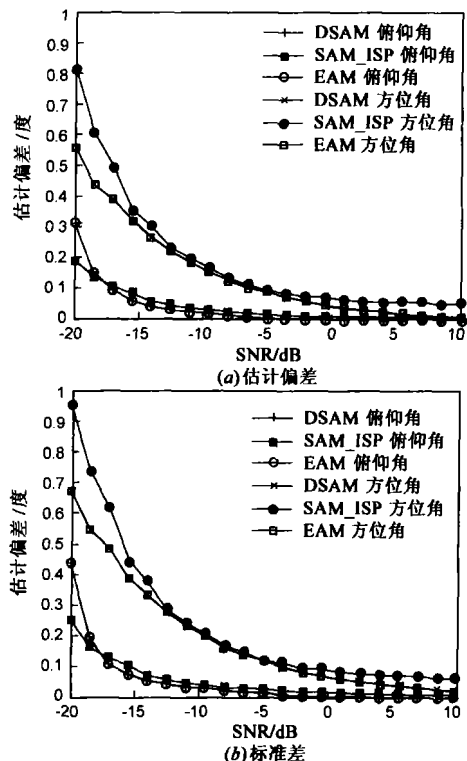


图 3 方位角和仰角的估计偏差和标准差随 SNR 的变化关系

实验 3 分辨概率.

两个信号源分别从 $(4.5^\circ, 43.0^\circ)$ 和 $(5^\circ, 45.0^\circ)$ 的方向入射, 图 4 给出了 EAM, DSAM 和 SAM. ISP 的分辨概率随信噪比的变化关系, Monte-Carlo 试验次数为 100

次.可见,EAM和DSAM两种方法的分辨概率是相同的,而SAM_ISP的分辨概率比DSAM有较大的提高.

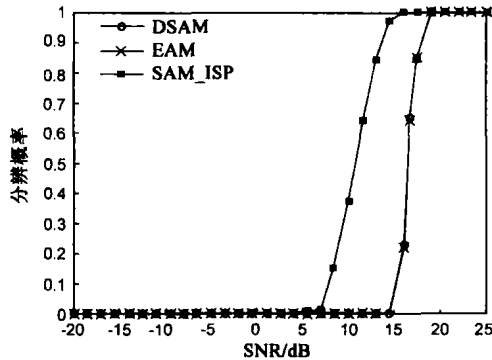


图 4 分辨概率随 SNR 的变化关系

实验 4 子阵方向图

图 5 给出了方位面和俯仰面的子阵方向图.其中图 5(a)为原始的子阵方向图,由于各子阵的大小和包括的阵元数不同,因而不同方向图的形状和波束宽度相差很大.图 5(b)为由 SAM_ISP 得到的方向图,可见,各子阵的波束宽度和波束内增益趋于一致.

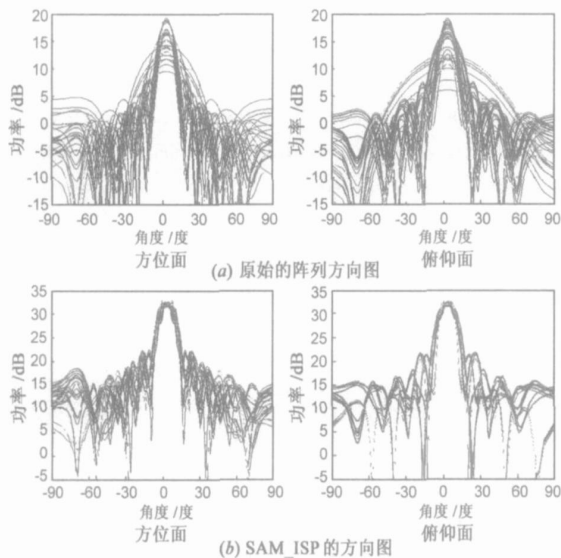


图 5 子阵方向图

5 结论

(1) SAM 方法只具有局部的有效测向范围.为在任意方向上进行方向估计,需要将该方法与波束扫描相结合,即针对不同的方向范围,改变阵列的波束指向,使空间谱估计重复进行.其特点在于:在空域中滤除了旁瓣中的不可靠信息,有利于在复杂环境(如多径反

射)情况下抑制旁瓣源,并降低参数估计的维数;另一方面是先通过波束扫描确定没有信号功率的空间区域并将其去除,然后再将空间谱估计应用到感兴趣的方向范围内,因而大大降低了二维超分辨的峰值搜索代价.

(2) 当信号源位于波束宽度内时,基于 DSAM 方法的性能与 EAM 十分接近.

(3) SAM_ISP 方法构造出了波束形状,波束宽度和波束内增益非常接近的子阵方向图.与 DSAM 相比,SAM_ISP 可改变有效的方向估计范围,并很好地抑制旁瓣源;但测向精度有很小的下降,而分辨概率却有所提高.但 SAM_ISP 增加了运算代价.

(4) 本文以子阵级 MUSIC 为例进行讨论,几种 SAM 也可推广到 WSF(加权子空间拟合)和 ML(极大似然)等其它超分辨方向估计方法中,并适用于相干源.但我们应用的是那些适用于任意子阵划分情况的方法,而对阵元位置有特定要求的 ESPRIT^[3]及波束空间 root-MUSIC^[4]等方法则不考虑.

参考文献:

- [1] U Nickel. Spotlight MUSIC: super-resolution with subarrays with low calibration effort[J]. IEE Proc. - Radar, Sonar & Navig., 2001, 149(4): 166 - 173.
- [2] U Nickel. Aspects of implementing super-resolution method into phase radar[J]. Int J Electron Commun, 1999, 53(6): 315 - 323.
- [3] R Roy, A Paulraj, T Kailath. ESPRIT—a subspace rotation approach to estimation of parameter of cisoids in noise[J]. IEEE Trans on ASSP, 1986, 34(5): 1340 - 1342.
- [4] M Zoltowski, G Kautz, S Silverstein. Beamspace root-MUSIC [J]. IEEE Trans on SP, 1993, 41(1): 344 - 364.

作者简介:

胡 航 男,1968 年生于黑龙江哈尔滨,在哈尔滨工业大学电子与信息技术研究院工作.已在国内外发表论文三十余篇.主要研究方向为阵列信号处理在电子侦察与对抗中的应用.

E-mail: huhang@hit.edu.cn

景秀伟 男,1983 年生于山西,哈尔滨工业大学信号与信息处理专业硕士研究生.2004 年于哈尔滨理工大学获测控技术与仪器专业学士学位,目前的研究方向为阵列信号处理.

潘向荣 男,1978 年生于湖北,哈尔滨工业大学信号与信息处理专业硕士研究生.2000 年获哈尔滨工业大学学士学位,目前的研究方向为阵列信号处理.