

宽带接收机的窄带信号频率 和二维角度估计新方法

刘聪锋, 廖桂生

(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: 针对宽带接收机对窄带信号进行频率和二维到达角(DOA)估计问题, 本文提出了一种新的快速频率和角度估计方法, 该方法首先利用参考频率进行 DOA 预估计, 然后利用空域滤波有效地将频率和预估计 DOA 进行匹配, 并根据天线阵列的结构特点利用信号的相应频率进行预估计 DOA 校准, 获得了信号的准确频率和 DOA 估计值. 最后的仿真分析验证了所提出方法的正确性和有效性.

关键词: 阵列信号处理; 二维 DOA 估计; 频率估计; 宽带接收机; 空域滤波

中图分类号: TN911 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2009) 03 0523-06

Novel Method of Narrow Band Signal Frequency and 2D Angle Estimation for Wide Band Receiver

LIU Cong feng, LIAO Gui sheng

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

Abstract: For the problem of the frequency and 2D direction of arrive (DOA) united estimation of narrow band signal for wide band receiver, a novel quick method is proposed. First, the pre estimation is used to get the pre estimating DOA with reference frequency, then the space filtering method is used to make the match of the signal pre estimating DOA with its frequency, and the corresponding frequency is used to adjust the pre estimating DOA according to the characteristic of the antenna configuration, therefore, the precise signal frequency and its DOA are obtained at the same time. The last simulation indicates that the proposed method is correct and effective to estimate the frequency and DOA of narrow signal for wide band receiver.

Key words: array signal processing; two dimension direction of arrive estimation; frequency estimation; wide band receiver; space filtering

1 引言

空间谱估计技术在雷达、通信及声纳等方面的应用愈来愈受到重视, 然而几乎都是在假设所有入射信号频率相同且已知的情况下针对方位的一维角度估计进行研究的, 而且不适合直接推广到空间信号在宽频段或频率未知场合的多维参数估计. 然而, 多维参数的估计更加适合实际应用环境.

近年来, 二维波达方向、频率联合估计引起了广泛的关注, 其中最著名的就是 Zoltowski M D 等人提出的二维角度和频率的联合估计算法^[1]. 关于多信号的角度、频率估计方法主要分为两大类: 一类是将空、时参数分别进行估计, 然后进行配对^[2, 3]. 另一类方法是进行联合估计或多维联合搜索, 得到自然配对的估计结果^[4-8]. 但是都存在计算量大, 不利于实时处理的缺点.

如果对宽带接收机应用传统的 DOA 估计算法将会产生严重的估计误差, 而且无法获得信号的准确频率, 但

是已有的算法存在复杂且运算量大的缺点. 本文针对宽带接收机对窄带信号进行频率和二维到达角(DOA)估计, 提出了一种新的快速频率和角度估计方法, 该方法首先利用参考频率进行二维 DOA 的预估计, 然后利用空域滤波有效地将信号的频率和二维 DOA 进行匹配, 并利用相应的信号频率进行二维 DOA 校准, 获得了窄带信号的准确频率和二维 DOA 估计值. 最后的仿真分析验证了所提出方法的正确性和有效性.

2 信号模型

假设天线阵列为 L 型理想均匀线阵, 如图 1 所示. 其中 N 个阵元组成的子阵位于 X 轴上, 阵元间距为 D_N , 另一个由 M 个阵元组成的子阵位于 XY 平面上, 并与 X 轴之间的夹角为 ψ , 阵元间距为 D_M . 假设有 $P(P < \min(N, M))$ 个相互独立的窄带远场信号分别从方向 (θ_i, φ_i) ($i = 1, 2, \dots, P$) 入射到阵列平面, 其中 θ_i 为第 i 个信号的入射方位角, φ_i 为入射俯仰角, 即信号的方位

角为信号的入射方向在 XY 平面上的投影与 Y 轴正向之间的夹角, 而俯仰角为入射方向与 Z 轴正向之间的夹角. 而每个信号的中心频率分别为 f_1, f_2, \dots, f_p . 故可得阵列的接收数据为:

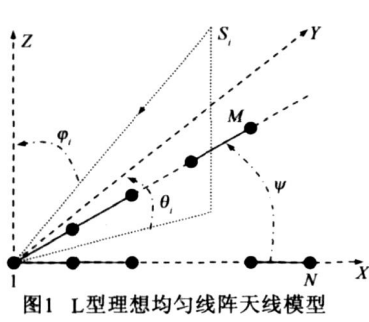


图1 L型理想均匀线阵天线模型

$$X = [a(\theta_1, \varphi_1, f_1), \dots, a(\theta_p, \varphi_p, f_p)] \cdot [s(f_1), \dots, s(f_p)]^T + N = A \cdot S + N \quad (1)$$

其中 $S = [s(f_1), \dots, s(f_p)]^T$ 为空间信号矢量, N 为阵列的噪声矢量, 假设为高斯白噪声(AWGN). 而阵列流型为:

$$A = [a(\theta_1, \varphi_1, f_1), \dots, a(\theta_p, \varphi_p, f_p)] \quad (2)$$

其中第 i 个信号的导向矢量($i = 1, 2, \dots, P$)为:

$$a(\theta_i, \varphi_i, f_i) = [a_1^T(\theta_i, \varphi_i, f_i), a_2^T(\theta_i, \varphi_i, f_i)]^T \quad (3)$$

$$a_1(\theta_i, \varphi_i, f_i) = \left[\exp(-j2\pi f_i \frac{(M-1)D_{1,i}}{c}), \exp(-j2\pi f_i \frac{(M-2)D_{1,i}}{c}), \dots, \exp(-j2\pi f_i \frac{D_{1,i}}{c}) \right]^T \quad (4)$$

$$a_2(\theta_i, \varphi_i, f_i) = \left[1, \exp(-j2\pi f_i \frac{D_{2,i}}{c}), \dots, \exp(-j2\pi f_i \frac{(N-1)D_{2,i}}{c}) \right]^T \quad (5)$$

其中 $D_{1,i} = D_M(\cos \psi \sin \varphi_i \sin \theta_i + \sin \psi \sin \varphi_i \cos \theta_i)$, $D_{2,i} = D_N \sin \varphi_i \sin \theta_i$, 而 $c = 1 \times 10^8 \text{ m/s}$ 表示光速. 所以, 第 i 个信号在 L 型天线阵的两个子阵相邻阵元之间的相位差分别为

$$\Delta_{1,i} = 2\pi f_i \frac{D_M(\cos \psi \sin \varphi_i \sin \theta_i + \sin \psi \sin \varphi_i \cos \theta_i)}{c} \quad (6)$$

$$\Delta_{2,i} = 2\pi f_i \frac{D_N \sin \varphi_i \sin \theta_i}{c} \quad (7)$$

3 二维角度预估计 MUSIC 算法

二维 MUSIC 算法的实现与一维 MUSIC 算法的实现基本相同, 不同之处是分别进行方位和俯仰方向的二维搜索. 然而 MUSIC 算法可以获得渐近无偏估计, 但存在运算量大的缺点.

对于具有相同中心频率的窄带远场信号, 阵列的接收数据与前节描述相似, 不同之处是 $f_1 = f_2 = \dots = f_p$. 如果假设信号和噪声相互独立, 则阵列数据的协方差矩阵为:

$$R = E\{XX^H\} = AE\{SS^H\}A^H + \sigma^2 I = AR_s A^H + \sigma^2 I \quad (8)$$

其中 I 为单位矩阵, 而 R_s 是信号的协方差矩阵, $AR_s A^H$

为信号部分, $(\cdot)^H$ 表示复共轭转置.

若对 R 进行特征分解有:

$$R = U_S \Sigma_S U_S^H + U_N \Sigma_N U_N^H \quad (9)$$

式中, U_S 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.

在理想条件下, 数据空间中的信号子空间与噪声子空间是相互正交的, 即信号子空间中的导向矢量也与噪声子空间正交, 即:

$$a^H(\theta, \varphi) U_N = 0 \quad (10)$$

由于在实际中是对样本协方差矩阵进行特征分解的, 再加上噪声的存在, $a(\theta, \varphi)$ 与 U_N 并不能完全正交, 即上式并不成立. 因此, 实际上求 DOA 是以最小化搜索实现的, 即:

$$\theta_{\text{MUSIC}} = \arg \min_{\theta, \varphi} a^H(\theta, \varphi) U_N U_N^H a(\theta, \varphi) \quad (11)$$

所以, MUSIC 算法的谱估计公式为:

$$P_{\text{MUSIC}} = \frac{1}{a^H(\theta, \varphi) U_N U_N^H a(\theta, \varphi)} \quad (12)$$

由于接收的窄带信号中心频率不同, 如果利用某一参考频率 f_{rd} 对接收的数据利用 MUSIC 算法进行二维 DOA 估计, 将会产生估计误差. 由于 MUSIC 算法是通过搜索与噪声子空间(近似)正交的导向矢量来实现二维 DOA 估计的, 因此, 基于参考频率和其相应的二维 DOA 估计值与信号的真实频率和真实二维 DOA 所对应的导向矢量应该(近似)相等, 而且该信息可以用于预估计二维 DOA 的校准. 所以, 对于宽带接收机对窄带信号进行频率和二维到达角(DOA)估计, 关键是对接收的信号进行准确的测频并将测频结果和基于参考频率估计的二维 DOA 进行匹配.

4 窄带信号的频率和二维角度估计方法

传统的宽带接收机二维 DOA 估计方法通常先对接收数据进行频域滤波, 对滤波后的数据分别进行二维 DOA 估计, 这样不仅可以获得空间信号的二维 DOA, 同时也得到了对应的频率, 但是该方法运算量巨大, 不仅需要频域滤波, 还要进行多次的二维 DOA 估计. 还有一种方法是对二维 DOA 和频率进行联合估计, 或进行多维搜索, 该方法同样需要较大的运算量. 为了提高处理速度和估计精度, 本文提出了先进行二维 DOA 预估计, 再利用空域滤波实现频率和预估计二维 DOA 的匹配, 并充分利用二维 DOA 估计算法的原理和阵列结构特点进行预估计二维 DOA 的校准, 实现信号频率和二维角度的准确、快速估计.

从上面的分析可知, 为了准确地估计信号的二维 DOA, 必须进行信号的频率估计, 并将估计的频率与预估

计的二维 DOA 进行匹配. 信号频率与预估计二维 DOA 的匹配, 可以利用空域滤波, 即自适应数字波束形成 (DBF) 方法来实现. 因此宽带接收机的窄带信号频率和二维角度估计方法为:

(1) 利用 MUSIC 算法进行空间信号的二维 DOA 预估计;

(2) 利用自适应波束形成 (DBF) 算法分别对所有预估计的二维 DOA 进行空域滤波, 并对 DBF 输出信号进行傅立叶变换 (FFT), 获得每个预估计的二维 DOA 所对应的信号频率, 即实现信号频率与预估计二维 DOA 的匹配;

(3) 利用二维 DOA 估计算法原理和阵列结构特点对预估计的二维 DOA 进行校准, 实现二维 DOA 的准确估计.

该算法的运算量与空间的信号数量成比例, 即空域滤波的次数, 但是它只需要一次二维 DOA 估计, 而且多次空域滤波中的数据协方差矩阵求逆结果可以共用并通过对 MUSIC 算法中的特征分解进行简单处理得到. 因此, 相比与传统和已有的方法, 该算法大大降低了实现的复杂性和运算量.

5 基于空域滤波的频率和预估计二维角度匹配

由于在利用 MUSIC 算法进行二维 DOA 预估计时, 估计的二维 DOA 与参考频率相对应, 而且在进行二维 DOA 估计时的导向矢量和真实信号的导向矢量是相等的, 所以在 DBF 时, 利用预估计的二维 DOA 和参考频率并不影响空域滤波的效果.

为了获得空间某一方向的信号, 而使其它信号的输出最小, 可以利用线性约束最小功率 (LCMP) 波束形成器实现. 而 LCMP 波束形成器的加权矢量是通过使波束形成器在型如 $C^H w = f$ 的一系列线性约束条件下, 输出的功率最小来求解的, 其中 C 为 $N \times m$ 维的约束矩阵, f 为 $m \times 1$ 维的约束值矢量.

因此, LCMP 最优化问题可以描述如下:

$$\begin{cases} \min_w w^T R w \\ \text{s.t.} & C^H w = f \end{cases} \quad (13)$$

该最优化问题可以利用 Lagrange 乘数方法进行求解. 其最优加权矢量的表达式为:

$$w = R^{-1} C (C^H R^{-1} C)^{-1} f \quad (14)$$

因此, 通过对每一个预估计的二维 DOA 所对应的信号应用空域滤波算法, 即可获得该空域信号的输出. 由于空域滤波后的输出信号为一按时间顺序排列的矢量, 故进行傅立叶变换 (FFT) 处理, 即可获得预估计二维 DOA 所对应信号的频率, 同时也完成了频率和预估计二维 DOA 的匹配.

6 预估计二维角度的校准

通过对 MUSIC 算法的实现原理进行分析可知, 其二维 DOA 估计是通过改变导向矢量来搜索的, 因此, 估计的带有误差的二维 DOA (θ_i, φ_i) 在参考频率 f_{ref} 条件下, 与信号的真实方向 ($\tilde{\theta}_i, \tilde{\varphi}_i$) 和真实频率 f_i 所形成的导向矢量相同, 即在 L 型天线阵的两个子阵的相邻阵元之间引起的相位差相同. 因此有 $\Delta_{1,i}|f_{ref} = \Delta_{1,i}|f_i$, 以及 $\Delta_{2,i}|f_{ref} = \Delta_{2,i}|f_i$, 即:

$$\begin{cases} 2\pi f_i \frac{D_M (\cos \psi \sin \varphi_i \sin \theta_i + \sin \psi \sin \varphi_i \cos \theta_i)}{c} \\ = 2\pi f_{ref} \frac{D_M (\cos \psi \sin \tilde{\varphi}_i \sin \tilde{\theta}_i + \sin \psi \sin \tilde{\varphi}_i \cos \tilde{\theta}_i)}{c} \\ 2\pi f_i \frac{D_N \sin \varphi_i \sin \theta_i}{c} = 2\pi f_{ref} \frac{D_N \sin \tilde{\varphi}_i \sin \tilde{\theta}_i}{c} \end{cases} \quad (15)$$

对该式进行化简, 可得如下关系式:

$$\begin{cases} \sin \varphi_i \cos \theta_i = \frac{f_{ref}}{f_i} \sin \tilde{\varphi}_i \cos \tilde{\theta}_i \\ \sin \varphi_i \sin \theta_i = \frac{f_{ref}}{f_i} \sin \tilde{\varphi}_i \sin \tilde{\theta}_i \end{cases} \quad (16)$$

该式给出了信号的准确二维 DOA 和频率与预估计二维 DOA 和参考频率之间的关系. 因此当信号准确频率已知时, 上式可以作为信号二维 DOA 的准确计算公式.

所以, 只要对接收的信号进行准确的测频并将频率和基于参考频率估计的二维 DOA 进行匹配, 就可以利用上式进行准确的二维 DOA 校准. 且准确的信号二维到达角计算公式由下式给出:

$$\begin{cases} \theta_i = \tilde{\theta}_i \\ \varphi_i = \arcsin \left(\frac{f_i}{f_{ref}} \sin \tilde{\varphi}_i \right) \end{cases} \quad (17)$$

即预估计方位角等于信号的真实方位角, 而预估计俯仰角相对于真实方位角具有一定的偏差, 但是通过上式可以准确的校准.

7 二维角度估计误差分析

由于方位角的估计值等于预估计值, 所以方位角的估计误差与预估计误差相同.

而俯仰角的准确估计是通过预估计值的校准实现的, 因此, 俯仰角的估计误差可以分析如下.

利用式 (17) 可得测频误差对俯仰角估计的影响, 因:

$$\frac{d\varphi_i}{df_i} = - \frac{\frac{f_{ref}}{f_i^2} \sin \tilde{\varphi}_i}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{ref}}{f_i} \sin \tilde{\varphi}_i \right)^2}} = - \frac{f_{ref} \sin \tilde{\varphi}_i}{f_i \cdot \sqrt{f_i^2 - (f_{ref} \sin \tilde{\varphi}_i)^2}} \quad (18)$$

所以, 当信号的预估计俯仰角 $\tilde{\varphi}_i$ 给定时, 信号的频率 f_i 越高, 测频误差对俯仰角估计的影响 $|\frac{d\varphi_i}{df_i}|$ 越小, 而且此

时越小, 测频误差对俯仰角估计的影响将更小. 同样若参考频率 f_{ref} 越小, 测频误差对俯仰角估计的影响也将更小.

同上, 可以分析预估计俯仰角误差对俯仰角估计的影响, 利用式(17)可得:

$$\frac{d\varphi_i}{d\Phi_i} = - \frac{\frac{f_{\text{ref}}}{f_i} \cos \varphi_i}{N \sqrt{1 - \left(\frac{f_{\text{ref}}}{f_i} \sin \varphi_i\right)^2}} = \frac{f_{\text{ref}} \cos \varphi_i}{\sqrt{f_i^2 - (f_{\text{ref}} \sin \varphi_i)^2}} \quad (19)$$

所以, 当信号频率 f_i 给定时, $|\varphi_i|$ 越大, 预估计俯仰角误差对俯仰角估计的影响越小. 而且此时 f_i 越大, 预估计俯仰角误差对俯仰角估计的影响将更小. 然而若参考频率 f_{ref} 越小, 预估计俯仰角误差对俯仰角估计的影响同样将更小.

综上所述可得: (1) 参考频率应选择尽可能小的参数, (2) 信号的频率越高, 俯仰角估计的误差越小, (3) $|\varphi_i|$ 越小, 测频对估计误差的影响越小, 而角度预估计对估计误差的影响越大.

8 最大无模糊频率和最大搜索范围的关系以及预估计参考频率的选择

由于接收信号在 L 型天线阵的两个子阵的相邻阵元之间的相位差为分别 $\Delta_{1,i}$ 和 $\Delta_{2,i}$. 要使 MUSIC 谱在方位和俯仰向上无模糊, 必须要求: $|\Delta_{1,i}| < \pi$ 以及 $|\Delta_{2,i}| < \pi$ 即:

$$\begin{cases} \left| 2\pi f_i \frac{D_M (\cos \psi \sin \varphi_i \sin \theta_i) + \sin \psi \sin \varphi_i \cos \theta_i}{c} \right| < \pi \\ \left| 2\pi f_i \frac{D_N \sin \varphi_i \sin \theta_i}{c} \right| < \pi \end{cases} \quad (20)$$

进行化简可得:

$$\begin{cases} f_i \cdot |\cos \psi \sin \varphi_i \sin \theta_i + \sin \psi \sin \varphi_i \cos \theta_i| < \frac{c}{2D_M} \\ f_i \cdot |\sin \varphi_i \sin \theta_i| < \frac{c}{2D_N} \end{cases} \quad (21)$$

由于:

$$f_i |\cos \psi \sin \varphi_i \sin \theta_i + \sin \psi \sin \varphi_i \cos \theta_i| \leq f_i |\cos \psi \sin \varphi_i \sin \theta_i| + f_i |\sin \psi \sin \varphi_i \cos \theta_i|$$

$$\leq |\cos \psi| \frac{c}{2D_N} + f_i |\sin \psi| \cdot |\sin \varphi_i \cos \theta_i|$$

表 1 信号参数和 DOA、频率检测结果

真实 DOA1	真实 DOA2	真实 Fre	预估 DOA1	预估 DOA2	预估 Fre	估计 DOA1	估计 DOA2	估计 Fre	误差 DOA1	误差 DOA2	误差 Fre	信号 SNR
30 00	20 00	3.25e+ 009	29.66	21.62	3.25e+ 009	29.66	19.86	3.25e+ 009	0.34	0.14	-2.94e+ 006	-10.00
-30 00	-20 00	2.75e+ 009	-29.66	-18.60	2.75e+ 009	-29.66	-20.36	2.75e+ 009	-0.34	0.36	-9.80e+ 005	-10.00

图 2 给出了利用接收机中心频率作为参考频率进行二维 DOA 预估计的 MUSIC 二维谱. 从图中可以看出, 两个信号的谱峰分别偏离了真实的位置. 但是信号的方位角估计的比较准确, 而俯仰角存在一定的偏差. 这与

故可得下式:

$$\begin{cases} f_i \cdot |\sin \varphi_i \cos \theta_i| < \frac{1}{|\sin \psi|} \left[\frac{c}{2D_M} - |\cos \psi| \frac{c}{2D_N} \right] \triangleq C_1 \\ f_i \cdot |\sin \varphi_i \sin \theta_i| < \frac{c}{2D_N} \triangleq C_2 \end{cases} \quad (22)$$

通过求解该不等式, 可得最大方位和俯仰的搜索范围与最大无模糊频率 f_{max} 的关系为:

$$\begin{cases} f_{\text{max}} \cdot |\sin \varphi_{\text{max}}| < \sqrt{C_1^2 + C_2^2} \\ |\sin \theta_{\text{max}}| < C_2 / \sqrt{C_1^2 + C_2^2} \end{cases} \quad (23)$$

故上式为最大无模糊频率和最大方位和俯仰搜索范围的关系. 所以利用该式可以确定最大搜索范围内的最大无模糊频率.

从前节的测频误差和预估计俯仰角误差对俯仰角估计的影响分析可知, 参考频率应选择较小的数值. 但是由式(16)可得:

$$f_{\text{ref}} = \frac{f \cdot \sin \varphi_i \sin \theta_i}{\sin \varphi_i \sin \theta} \Rightarrow f_{\text{ref}} \geq |f \cdot \sin \varphi_i \sin \theta| \quad (24)$$

结合式(22)和(23), 并考虑估计误差的控制, 参考频率应该选择为:

$$f_{\text{rd}} = C_2 \quad (25)$$

9 仿真分析

由于所提出方法为多种算法(如二维 MUSIC、LCMP、FFT 等)的结合, 其 DOA 估计的分辨率主要与 MUSIC 算法的分辨率有关, 而 DOA 估计的精度与 MUSIC 预估计精度和测频精度有关, 而且相比与其它算法, 其优点主要由综合处理方法所体现, 故下面只对本算法的有效性进行仿真与分析. 假设接收机的中心频率为 3GHz, 带宽为 500MHz, 采样频率为 1GHz, 快拍数为 256. 阵列为 L 型理想均匀线阵, 两个子阵间的夹角为 90 度, X 轴和 Y 轴上的阵元数分别为 $M = N = 16$, 阵元间距为 5cm.

9.1 有效性分析

表 1 给出了信号参数以及二维 DOA 和频率的估计结果, 其中参考频率选择为接收机的中心频率. 具体的检测结果分别如图 2~5 所示, 表中的 DOA1 表示方位角, 而 DOA2 表示俯仰角. 显然, 所体出算法能够很好地实现二维角度和频率的估计及其相互之间的准确匹配.

理论分析的相一致.

图 3 和图 4 分别给出了每个预估计二维 DOA 信号所对应的空域滤波器的方向图, 从图中可以看出, 空域滤波有效地实现了空间信号的选择, 并在感兴趣的预估

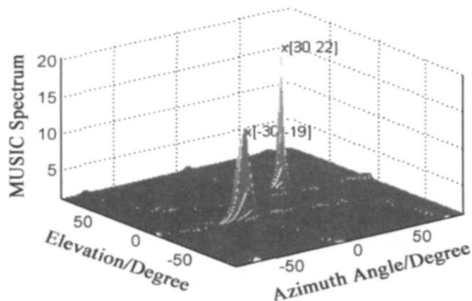


图2 二维DOA预估计的结果

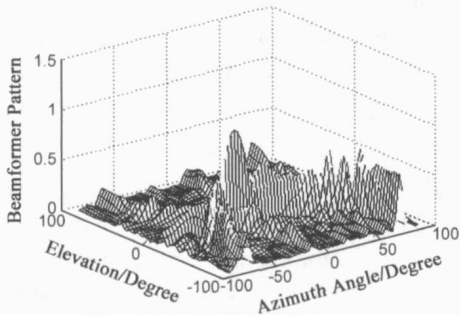


图3 空域滤波的方向图(1)

计 DOA 方向形成较大的方向图增益。

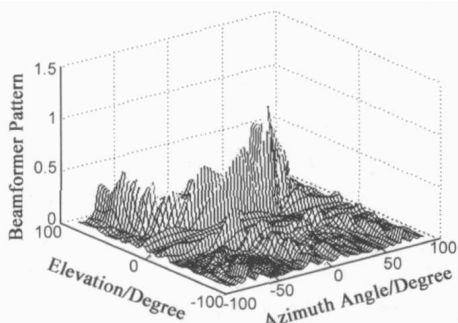


图4 空域滤波的方向图(2)

图5 给出了每个预估计二维 DOA 信号经空域滤波后的 FFT 处理结果。从图中可以看出，空域滤波有效地实现了空间信号的选择，而且经过 FFT 处理，可以准确地进行信号频率的估计，并实现频率和预估计二维 DOA 的匹配，以便于对预估计二维 DOA 进行准确的校准

从以上仿真结果可以看出，所提出方法能够准确地

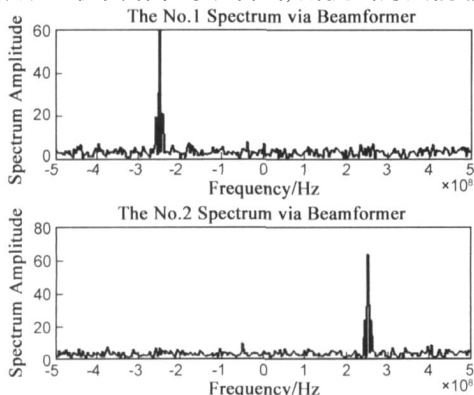


图5 预估计DOA所对应的频率

实现二维 DOA 和频率的估计。

9.2 估计性能分析

从理论分析和仿真结果可以看出，算法的 DOA 估计精度和第一步的 MUSIC 预估计精度以及频率估计精度有关。而算法的 DOA 分辨率不仅与第一步的 MUSIC 分辨率有关，而且与第二步的空域滤波分辨率有关，即主波束宽度。由于 MUSIC 为超分辨算法，而基于波束形成的空域滤波并不是具备超分辨，但是通过分析和仿真发现，当两个 DOA 比较接近的信号分别进行空域滤波时，干扰置零可以准确地对准不需要的干扰信号方向，而有用信号的主瓣指向会有一定的偏差，但是并不影响 DOA 和频率的匹配，以及利用 FFT 进行的信号频率估计。因为空域滤波主要是通过测量波束形成器输出的最大频率，并同时实现有用信号的频率与预估计 DOA 的匹配，所以空域滤波对超分辨的要求可以降低，只要使得无用干扰信号的输出足够低即可。最差情况就是有用信号的信噪比(SNR) 远远低于无用信号的 SNR，此时空域滤波后的信号输出可能比较低，以致于影响有用信号的频率测量。因此，所提出方法的 DOA 分辨率主要与 MUSIC 的分辨率有关，而估计精度不仅与 MUSIC 算法的精度有关还与测频精度有关。所以，预估计 DOA 和测频结果决定该算法的性能。

为了分析所提出算法的角度分辨特性，图 6 给出了二维 DOA 和频率估计误差随两信号方位角之差的变化曲线，其中子图(1)和(2)分别为信号 1 和信号 2 的角度估计误差，而子图(3)和(4)分别为信号 1 和信号 2 的频率估计误差。仿真中信号 1 的方位角、俯仰角和频率保持不变，且分别为 -30° 、 -20° 、 2.75GHz ，信号 2 的方位角分别取 $[-31^\circ, -31.5^\circ, \dots, -34.5^\circ, -35^\circ]$ ，而俯仰角和

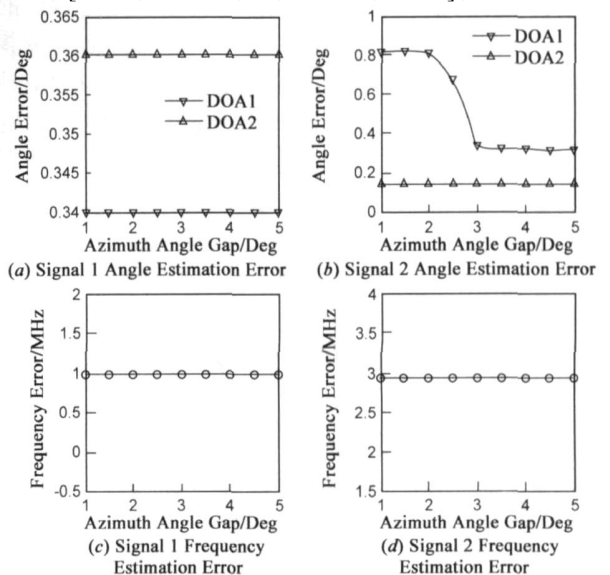


图6 DOA和频率估计误差相对于信号方位角之差的变化曲线

频率保持 -20° 、 3.25GHz 不变,参考频率选择为接收机中心频率.显然所提出算法具有良好的角度分辨性能,而且与理论分析的相一致.

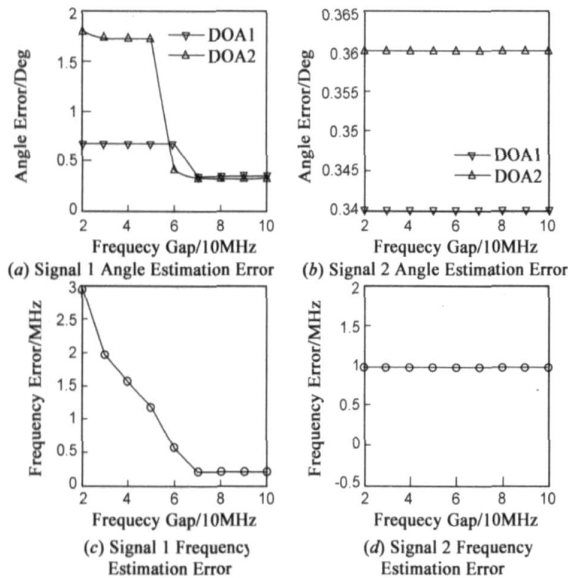


图7 DOA和频率估计误差相对于信号频率之差的变化曲线

为了分析所提出算法的频率分辨特性,图7给出了二维DOA和频率估计误差随两信号频率之差的变化曲线,其中子图的解释同图6.仿真中信号1的方位角、俯仰角和频率保持不变,分别为 -30° 、 -20° 、 2.75GHz ,信号2的方位角和俯仰角保持不变,分别为 -30° 、 -20° ,而频率分别取 $[2.77, 2.78, \dots, 2.84, 2.85]\text{GHz}$,参考频率选择同样选择为接收机中心频率.同样可以看出,所提出算法具有良好的频率分辨性能,而且与理论分析的相一致.

9.3 运算量分析

由于该方法只进行了一次MUSIC搜索实现DOA的预估计,而运算量的增加主要是由空域滤波和信号的频率估计引起的,而且空域滤波和测频的次数与预估计DOA的数量相同.然而传统的先频域滤波再分别估计的方法,不仅需要一次测频运算,还需要与测频个数相同次数的MUSIC搜索.而多维搜索算法的运算量将更大,有关联合估计方法的计算量不仅需要构造多个高维矩阵束,而且还要进行多次高维矩阵束的广义特征分解,也需要相当大的运算量.因此,通过以上分析和比较可知,所提出算法具有运算量低,以及便于工程实现的优点.

10 结论

本文通过有效地利用DOA估计算法特点和阵列几何结构,提出了首先进行DOA预估计,再利用空域滤波实现频率和预估计DOA的匹配,并利用信号的准确频率进行预估计DOA的校准,实现了宽带接收机的窄带信号

DOA和频率的准确、快速估计.

参考文献:

- [1] Zoltowski M D, Mathews C P, Real time frequency and 2-D angle estimation with sub-Nyquist spatio-temporal sampling [J]. IEEE Trans on Signal Processing, 1994, 42(10): 2781-2797.
- [2] F Li, R J Vaccaro. On frequency wavenumber estimation by state space realization [J]. IEEE Trans on Circuits and Systems, 1991, 38(7): 800-804.
- [3] A N Lemma, A J Vander Veen, et al. Analysis of joint angle frequency estimation using ESPRIT [J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2008, 51(5): 1264-1283.
- [4] 吴云韬, 廖桂生, 等. 一种波达方向、频率联合估计快速算法[J]. 电波科学学报, 2003, 18(4): 380-384.
- [5] 周争光, 廖桂生, 等. 基于PM的波达方向、频率的估计算法[J]. 电波科学学报, 2006, 21(3): 428-431.
- [6] M P Clark, L L Scharf. Two-dimensional modal analysis based on maximum likelihood [J]. IEEE Trans on Signal Processing, 1994, 42(6): 1443-1452.
- [7] 王激扬, 王建英, 等. 宽频段空间信号频率、二维到达角和极化联合估计[J]. 电子与信息学报, 2002, 24(7): 872-878.
- [8] 陈建峰, 张贤达, 等. 近场源距离、频率及到达角联合估计算法[J]. 电子学报, 2004, 32(5): 803-806.
CHEN Jian feng, ZHANG Xiada, et al. An algorithm for jointly estimating range, DOA and frequency of near field source [J]. Acta Electronica Sinica, 2004, 32(5): 803-806. (in Chinese)

作者简介:



Email: cfliu@mail.xidian.edu.cn

刘聪锋 男, 1973年7月出生于陕西蓝田, 副教授, 硕士生导师. 分别于1996、1999年获解放军电子工程学院学士、硕士学位, 2008年获西安电子科技大学博士学位. 1999~2004年在西安卫星测控中心从事卫星测控总体、无线电测控总体工作, 2004年10月转业到西安电子科技大学电子工程学院从事教学、科研工作. 研究方向为信号处理在雷达与通信中的应用.



廖桂生 男, 1963年6月生于广西桂林, 教授, 博士生导师, 雷达信号处理重点实验室副主任, IEEE会员. 1985年毕业于广西大学数学系, 分别于1990年、1992年获西安电子科技大学硕士和博士学位, 主要从事统计信号处理、阵列信号处理和空时自适应信号处理及其在雷达、通信中的应用研究.

Email: gsliao@xidian.edu.cn