

适于大阵列天线应用的多相关信号方向估计

荆 巍, 邱善勤, 龚耀寰

(电子科技大学电子工程学院 成都 610054)

【摘要】研究了使用大型天线阵列对相关信号进行DOA估计的修正协方差矩阵的方法, 主要对接收信号的协方差矩阵中的噪声功率部分进行抑制, 得出了最终的谱估计式, 并进行DOA估计。其理论分析和仿真结果表明, 该方法对于相关信号以及空间角度比较接近的信号有较好的分辨能力。

关键词 DOA估计; 修正的协方差矩阵; 相关多径; 空间平滑

中图分类号 TN971.2; TN911.72 文献标识码 A

A DOA Estimation for Coherent Sources Using Large-Scale Array

Jing Wei, Qiu Shanqin, Gong Yaohuan

(School of Electronic Tech., UEST of China Chengdu 610054)

Abstract The consideration of Enhanced Covariance Matrix Technique(ECMT) in DOA estimation for coherent signal sources using large-scale array is discussed and introduced in the paper. This technique is to reduce the noise power contribution to the covariance matrix so as to enhance the signal to noise ratio at reception. It's found in our simulation and analysis that the technique can achieve high resolution in resolving coherent signal sources and closely spaced signals. The simulation results are given to validate the consideration.

Key words DOA estimation; enhanced covariance matrix; coherent multipath; spatial smoothing

为了提高探测能力及分辨力, 许多雷达及通信系统采用大阵列天线, 并且需要在相关多径环境中对信号波达方向(DOA)进行精确估计。如在超视距雷达(OTHR)环境中, 多径现象十分显著。并且这些来自同一个信号的不同多径之间是相关的。同时, OTHR一般具有阵元数多、阵列孔径宽的特点。在此情况下, 要准确地估计这些多径信号的DOA, 就需要有适合的方法, 即尽可能地减少运算量同时又不降低DOA估计的准确度。文献[1]提出的修正的协方差矩阵的方法(ECMT)是一种较为合适的方法, 本文针对OTHR雷达的应用对该方法进行进一步的分析和计算机仿真。

1 算法分析

考虑 M -元均匀直线阵, 阵元间距 d 。入射信号 $s(t)$ 以 q 角(与天线水平方向夹角)入射到天线阵, 则天线阵第 i 个阵元的输出 $u_i(t)$ 可以简单的表示为

$$u_i(t) = s(t)e^{-jif} + n_i(t) \quad i = 0, 1, \dots, M-1 \quad (1)$$

式中 各阵元噪声为独立同分布的平稳随机过程。空间信号源与阵元噪声相互独立。其中, $f = 2\pi \frac{d}{\lambda} \cos q$ 。

根据窄带数据模型, 如果有 D 个信号分别以 q_l ($l = 0, 1, \dots, D-1$) 入射到阵列上, 则 M -元阵列收到的数据向量

收稿日期: 2003-09-24

基金项目: 国家863计划资助项目(2002AA123032)

作者简介: 荆 巍(1978-), 女, 硕士生, 主要从事无线通信系统中移动台定位技术、智能天线方面的研究。

可以表示为 D 个入射波与噪声的线性组合。即

$$\mathbf{u}(t) = \sum_{l=0}^{D-1} \mathbf{a}(\mathbf{q}_l) s_l(t) + \mathbf{n}(t) \quad (2)$$

$$\mathbf{u}(t) = [\mathbf{a}(\mathbf{q}_0) \quad \mathbf{a}(\mathbf{q}_1) \quad \cdots \quad \mathbf{a}(\mathbf{q}_{D-1})] \begin{bmatrix} s_0(t) \\ \vdots \\ s_{D-1}(t) \end{bmatrix} + \mathbf{n}(t) = \mathbf{A}\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (3)$$

式中 $\mathbf{s}(t) = [s_0(t) \quad s_1(t) \quad \cdots \quad s_{D-1}(t)]^T$ 为入射信号向量, $\mathbf{n}(t) = [n_0(t) \quad n_1(t) \quad \cdots \quad n_{M-1}(t)]^T$ 为噪声向量, $\mathbf{a}(\mathbf{q}_l)$ 为对应第 l 个信号的波达方向的阵列操纵向量, 其值为: $\mathbf{a}(\mathbf{q}_l) = [1 \quad e^{-j\mathbf{f}_l} \quad e^{-j2\mathbf{f}_l} \quad \cdots \quad e^{-j(M-1)\mathbf{f}_l}]^T$ 。假设信号与噪声不相关, 则阵列输出信号协方差矩阵 \mathbf{R}_{uu} 表示为

$$\mathbf{R}_{uu} = E[\mathbf{u}\mathbf{u}^H] = \mathbf{A}E[\mathbf{s}\mathbf{s}^H]\mathbf{A}^H + E[\mathbf{n}\mathbf{n}^H] = \mathbf{A}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{A}^H + \mathbf{s}_n^2\mathbf{I} \quad (4)$$

式中 \mathbf{R}_{ss} 是空间信号协方差矩阵 $E[\mathbf{s}\mathbf{s}^H]$, \mathbf{s}_n^2 为噪声功率。为了说明修正的协方差矩阵的方法(ECMT)的理论基础, 首先仅针对非相关信号源的DOA估计情况进行阐述。

ECMT主要是通过求解一个约束最小二乘的问题, 并在其他参数条件的辅助下, 使谱分辨率达到最大。根据式(4), 修正的协方差矩阵定义为

$$\mathbf{R}_{uu}(\mathbf{x}) = \mathbf{A}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{A}^H + \mathbf{s}_n^2(1-\mathbf{x})\mathbf{I} \quad (5)$$

式中 \mathbf{x} 为修正因子, > 1 的正标量。

修正的协方差矩阵可以用特征值(\mathbf{L})和特征向量($\mathbf{E}_s | \mathbf{E}_n$)表示为如下形式

$$\mathbf{R}_{uu}(\mathbf{x}) = [\mathbf{E}_s \quad | \quad \mathbf{E}_n] \left[\begin{array}{c|c} \mathbf{L} + \mathbf{s}_n^2(1-\mathbf{x})\mathbf{I}_D & \mathbf{0} \\ \hline \mathbf{0} & \mathbf{s}_n^2(1-\mathbf{x})\mathbf{I}_{M-D} \end{array} \right] \begin{bmatrix} \mathbf{E}_s^H \\ \mathbf{E}_n^H \end{bmatrix} \quad (6)$$

式中 \mathbf{E}_s 和 \mathbf{E}_n 分别为信号子空间和噪声子空间的特征向量。

$$\mathbf{L} = \text{diag}[\mathbf{s}_{s_0}^2, \mathbf{s}_{s_1}^2, \cdots, \mathbf{s}_{s_{D-1}}^2] \quad (7)$$

式中 $\text{diag}[\bullet]$ 表示以 \bullet 为对角元素的对角矩阵。 $\mathbf{s}_{s_l}^2$ ($l = 0, 1, \cdots, D-1$) 是第 l 个入射信号的功率。由此可见, 该方法实际就是要降低噪声功率对协方差矩阵的影响, 从而提高接收的信噪比。

$$\mathbf{J} = \text{diag}[\mathbf{s}_{s_0}^2 + \mathbf{s}_n^2(1-\mathbf{x}), \mathbf{s}_{s_1}^2 + \mathbf{s}_n^2(1-\mathbf{x}), \cdots, \mathbf{s}_{s_{D-1}}^2 + \mathbf{s}_n^2(1-\mathbf{x}), \mathbf{s}_n^2(1-\mathbf{x}), \cdots, \mathbf{s}_n^2(1-\mathbf{x})] = \text{diag}[\mathbf{I}_0, \mathbf{I}_1, \cdots, \mathbf{I}_{D-1}, \mathbf{s}_n^2(1-\mathbf{x}), \cdots, \mathbf{s}_n^2(1-\mathbf{x})] \quad (8)$$

式中 \mathbf{J} 表示一个对角阵, 其对角元是 $\mathbf{R}_{uu}(\mathbf{x})$ 的特征值, $\mathbf{I}_l = \mathbf{s}_{s_l}^2 + \mathbf{s}_n^2(1-\mathbf{x})$ 。从式(8)可看出, 如果修正因子 \mathbf{x} 等于1, 那么, 协方差矩阵中将不存在噪声功率的成分。因此, 矩阵 \mathbf{J} 可写为

$$\lim_{\mathbf{x} \rightarrow 1} \tilde{\mathbf{J}} = \text{diag}[\mathbf{I}_0, \mathbf{I}_1, \cdots, \mathbf{I}_{D-1}, 0, \cdots, 0] \quad (9)$$

将式(9)代入式(6), 修正的协方差矩阵可表示为

$$\lim_{\mathbf{x} \rightarrow 1} \mathbf{R}_{uu}(\mathbf{x}) = [\mathbf{E}_s] \tilde{\mathbf{J}} [\mathbf{E}_s^H] \quad (10)$$

式(10)给出的修正协方差矩阵是 \mathbf{R}_{uu} 的降秩近似。而阵列输出功率可表示为

$$\lim_{\mathbf{x} \rightarrow 1} P(\mathbf{x}) = \mathbf{W}^H \mathbf{R}_{uu}(\mathbf{x}) \mathbf{W} \quad (11)$$

式中 \mathbf{W} 为受到约束的阵列加权矢量

$$\mathbf{W}^H \mathbf{C}_m = 1 \quad (12)$$

式中 \mathbf{C}_m 是 M 维实矢量, 除了第 m 个元素是1, 其余元素都为0。

利用Lagrangian求极值问题得到最优的阵列权矢量为 $\lim_{\mathbf{x} \rightarrow 1} \mathbf{W} = \mathbf{R}_{uu}(\mathbf{x})^{-1} \mathbf{C}_m [\mathbf{C}_m^H \mathbf{R}_{uu}(\mathbf{x}) \mathbf{C}_m]^{-1}$, 再利用Woodbury等式得到

$$\lim_{\mathbf{x} \rightarrow 1} \mathbf{W} = \left[1 - \sum_{l=0}^{D-1} \left[1 + \frac{\mathbf{s}_n^2(1-\mathbf{x})}{\mathbf{I}_l} \right]^{-1} \left| \mathbf{C}_m^H \mathbf{q}_l \right|^2 \right]^{-1} \left[\mathbf{C}_m - \sum_{l=0}^{D-1} \left[1 + \frac{\mathbf{s}_n^2(1-\mathbf{x})}{\mathbf{I}_l} \right]^{-1} \mathbf{q}_l \mathbf{q}_l^H \mathbf{C}_m \right] \quad (13)$$

因此, 在 \mathbf{q} 方向的阵列输出功率谱为

$$\lim_{x \rightarrow 1} \hat{P}(\mathbf{q}) = \left[\mathbf{C}_m^H \mathbf{R}_{uu}(\mathbf{x})^{-1} \mathbf{C}_m \right]^{-1} / \left| \mathbf{W}^H \mathbf{a}(\mathbf{q}) \right|^2 \quad (14)$$

将权矢量式(13)代入式(14)进行推导, 可以得到最终的谱估计式为

$$\lim_{x \rightarrow 1} \hat{P}(\mathbf{q}) = \mathbf{s}_n^2 (1-x) \left[1 - \sum_{l=0}^{D-1} \left[1 + \frac{\mathbf{s}_n^2 (1-x)}{\mathbf{I}_l} \right]^{-1} \left| \mathbf{C}_m^H \mathbf{q}_l \right|^2 \right] / \left| \mathbf{C}_m^H \mathbf{a}(\mathbf{q}) - \sum_{l=0}^{D-1} \left[1 + \frac{\mathbf{s}_n^2 (1-x)}{\mathbf{I}_l} \right]^{-1} \mathbf{C}_m^H \mathbf{q}_l \mathbf{q}_l^H \mathbf{a}(\mathbf{q}) \right|^2 \quad (15)$$

式中 \mathbf{q}_l 是对 $\mathbf{R}_{uu}(\mathbf{x})$ 进行特征分解, 对应于第 l 个信号的特征向量。上述分析推导详见参考文献[1]。

在相关信号的情况下, 需要进行空间平滑预处理^[3], 这样得到的协方差矩阵表示为

$$\mathbf{R}_{uu}(\mathbf{x})^{(L)} = \frac{1}{L} \sum_{k=1}^L \left[\mathbf{A}(k) \mathbf{R}_k \mathbf{A}(k)^H + \mathbf{R}_m(\mathbf{x}, k) \right] \quad (16)$$

式中 \mathbf{R}_k 为第 k 阶空间平滑协方差矩阵, 和前向/后向共轭平滑。 L 为平滑因子。关于平滑预处理的具体方法, 这里就不详细赘述。对应式(16)的结果, 同样可以得到存在相关信号情况下的ECMT谱估计

$$\lim_{x \rightarrow 1} \hat{P}(\mathbf{q}, L) = \mathbf{s}_n^2 (1-x) \left[1 - \sum_{l=0}^{D-1} \left[1 + \frac{\mathbf{s}_n^2 (1-x)}{\mathbf{I}_l} \right]^{-1} \left| \mathbf{C}_m^H \mathbf{q}_l^{(L)} \right|^2 \right] / \left| \mathbf{C}_m^H \mathbf{a}(\mathbf{q}) - \sum_{l=0}^{D-1} \left[1 + \frac{\mathbf{s}_n^2 (1-x)}{\mathbf{I}_l} \right]^{-1} \mathbf{C}_m^H \mathbf{q}_l^{(L)} \mathbf{q}_l^{(L)H} \mathbf{a}(\mathbf{q}) \right|^2 \quad (17)$$

在平稳白噪声条件下, \mathbf{s}_n^2 可用噪声平均功率代替。平滑因子 L 依赖于平滑预处理, 且要求 $L \gg D$ 。从理论上考虑, 当 x 无限趋于1时, 将获得任意高的分辨率^[1]。因此, 根据式(17)可以在感兴趣的角度范围进行搜索, 谱峰对应的角度值即所估计的DOA。

2 计算机仿真

ECMT可以用于各种雷达通信系统, 下面以超视距雷达的DOA估计为例进行仿真和分析, 应考虑大型的天线阵列和信号传播的多径效应^[4]。信号主要依靠电离层反射, 由于电离层是分层、不均匀、时变的媒介, 因此来自发射源的电波信号经过不同的途径、以不同的时间延迟到达远方接收端。这些经过不同途径到达接收端的信号, 因时延不同而使相位不一致, 并且因各自传播途径中的衰减量不同而使电场强度也不同。电波传播时, 有经过电离层一次反射到达接收端的一次跳跃情况, 也可能有先经过电离层反射到地面再反射上去, 经过电离层反射到达接收端的二次跳跃情况。甚至可能经过三跳、四跳后才到达接收端的情况。据统计, 短波信道中2~4条路径约占85%, 3条最多, 2条、4条次之, 5条以上可以忽略。这些来自同一个发射电波的多径信号之间是相关的。为了准确地估计来自不同方向的雷达多径信号, 为波束形成干扰抑制提供重要的信息, 而又不因为大的天线阵增加繁冗的运算量, 考虑采用空间平滑的ECMT是个很好的方法。

对此, 进行计算机仿真以验证其有效性。仿真中的一些主要参数为: 一个64阵元的均匀直线天线阵, 阵元间距为6.8 m。雷达工作频段为6~28 MHz, 信号带宽为10~40 kHz。下面给出相应的仿真结果。

假设入射信号为2个不相关信号, 每个信号有3条相关多径。其到达角度分别如表1所示。

表2和图1是仿真后得到的结果。其中一些主要参数为: 平滑因子: $L=10$; 快拍数: $N=20$; ECMT的修正因子: $x=0.999$ 。由表2和图1可见, ECMT对相关和不相关信号同时存在的情况下能准确的估计各信号多径的DOA, 其误差保持在 0.01° 的误差量级。

表1 信号多径的入射角度

	多径1/(°)	多径2/(°)	多径3/(°)
信源1	61.18	3.47	138.29
信源2	18.48	98.84	168.44

表2 ECMT的仿真结果

	多径1/(°)	多径2/(°)	多径3/(°)
信源1	61.20	3.50	138.22
信源2	18.48	98.85	168.38

对于信号到达角度比较接近的情况, 分别用空间平滑MUSIC和ECMT做了仿真。假设一个信号的3条相关多径到达角度分别为 30° 、 32° 和 40° , 其他参数与前面相同, 其结果如图2、图3所示。

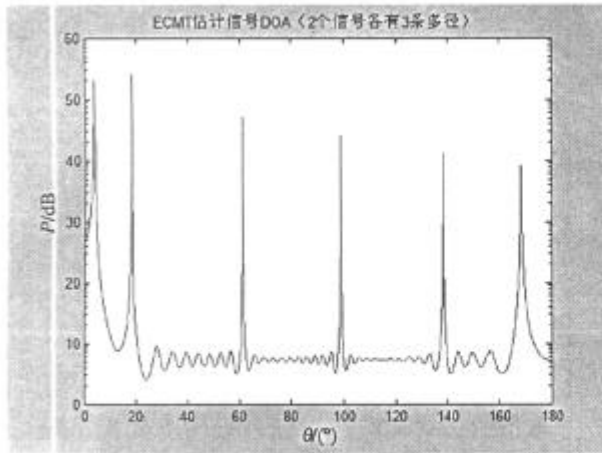


图1 ECMT仿真结果

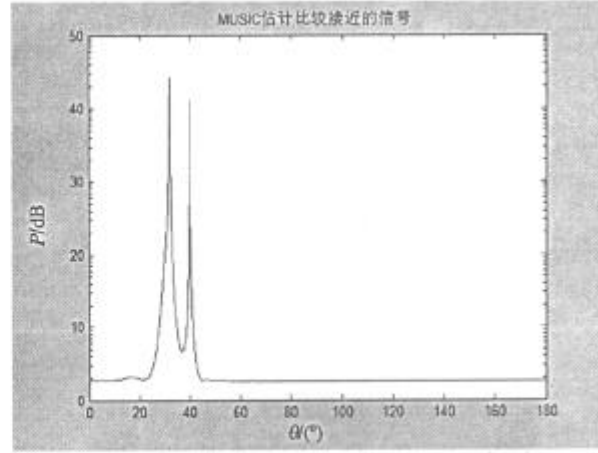


图2 MUSIC方法仿真结果

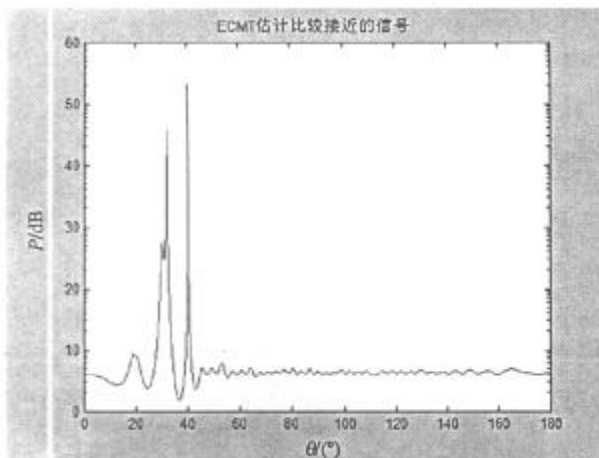


图3 ECMT仿真结果

从图中分别看出, MUSIC方法有时对入射角度比较接近的信号会出现漏报甚至错报的情况。图2中MUSIC谱峰所指示的为 32.01° 和 39.99° , 只估计出两个信号的DOA。而图3则表明这种情况下, ECMT的有效性高于MUSIC, 从图中还可看出, ECMT准确估计出了3个DOA, 分别为 30.01° 、 32.00° 和 40.01° 。不但没出现漏报, 而且结果也比较准确。另外, 通过仿真和分析, 发现ECMT的运算量也比MUSIC的小, 因为MUSIC的谱估计需要大量的矩阵运算, 而在大型阵列的情况下, 运算量会明显增加, 因为噪声空间的维数相对较大。而ECMT的谱估计与信号空间维数有关, 矩阵运算减少, 因此, 在大型阵列的情况下具有优势。同时,

还可发现ECMT的谱有相对MUSIC稍高的副瓣, 只要正确合理检测门限设置, 就不会对检测造成影响。

3 结论

本文分析并论证了修正的协方差矩阵的方法, 能够有效地估计信号DOA。特别是在存在相关信号的情况下, 联合空间平滑预处理可以得到理想的效果。不但能准确估计相关信号的DOA, 对空间入射角度比较接近的情况也能成功估计, 并且运算量比MUSIC方法要小。使修正的协方差矩阵的方法成为一种相关信号条件下用大型天线阵列进行DOA估计的好方法。

参 考 文 献

- [1] Lim B L, Lim Y C. Analysis of enhanced covariance matrix technique for source direction estimation in non-coherent and coherent signals environment[J]. IEEE ICASSP-90, 1990, 5: 2 823-2 826
- [2] Hui S K, Lim B L, Lim Y C. An adaptive recursive array processing algorithm for resolving closely spaced signals with low SNR and widely disparate signal power[J]. IEEE ICASSP-88, 1988, 5: 2 897-2 900
- [3] Pillai S U, Kwon B H. Forward/backward spatial smoothing techniques for coherent signal identification[J]. IEEE Trans on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1989, 37(1): 8-15
- [4] 张尔扬. 短波通信技术[M]. 北京: 国防工业出版社, 2002

编 辑 刘文珍