

任意几何结构阵列下的空间信号频率估计¹

王激扬 黄佑勇 陈天麒

(电子科技大学电子工程系 成都 610054)

摘 要 该文论述了一种基于波束空间 ESPRIT 并适用于任意几何结构阵列的空间信号频率估计算法。在把阵元空间数据映射到 DFT 空间后, 提取出不依赖于阵列几何结构的“频率矢量”, 然后运用 Beamspace ESPRIT 的概念并通过一个间接的方法估计出信号频率。计算机模拟结果证实了该算法对不同阵列获取的信号的测频有效性并显示出良好的高分辨、高精度性能。

关键词 任意阵, 频率估计, 矩阵束, “频率矢量”, DFT 空间

中图分类号 TN911.7

1 引 言

空间信号的频率估计是许多实际应用场合的基本问题。如在电子战中, 要求估计信号的频率及到达角, 而到达角估计是以频率估计为前提的, 频率估计性能的好坏将直接影响方向参数的估计。估计信号频率最简便的方法就是进行 Fourier 变换, 但在许多实际应用场合中, 由于可收集到的数据长度有限, 可获得的频率估计精度和分辨力低下。尽管瞬时测频接收机可以提供较好的测频精度, 但它不具备处理同时多信号的能力。因此, 研究具有“高分辨率”“高精度”且又具有多信号处理能力的算法来实现频率估计是极为重要的^[1]。

典型的信号频率估计方法如 Schmidt 的 MUSIC^[2] 估计法、Tufts 和 Kumaresan 的最小范数法^[3]、Roy 等的 ESPRIT^[4] 等的一个共同点就是从估计一维时间序列 $x(n)$ 的相关矩阵 \hat{R} 出发, 但由于估计的相关阵 \hat{R} 的精度有限, 可获得的频率估计的精度不足。采用阵列信号处理后, 虽然在估计相关阵 \hat{R} 时精度得以提高, 但当利用阵列流型 $a(f_j, \theta_j, \phi_j)$ 来联合估计频率和方向参数, 将导致多维搜索及频率与方向参量相互耦合问题。当通过求解矩阵束中的旋转算子来估计频率时, 又由于延时因子的引入而导致频率估计性能的下降。

本文论述了一种适用于任意阵列配置的空间信号频率估计算法, 该算法的基本思路是首先把阵元空间数据映射到 DFT 空间, 提取出与阵元配置信息无关而仅包含频率信息的“频率矢量” $d(f_i)$, 然后利用矩阵束中包含的旋转不变信息, 实现空间信号的频率估计。该算法在利用了阵列信号处理的优点的同时, 避免了前述的各种困难及限制, 获得了高精度高分辨率频率估计, 并为进一步估计各信号到达角奠定了基础。模拟计算结果验证了该算法的有效性。与直接特征值方法相比, 使其频率估计精度由 10MHz 量级降至 10kHz 量级。

2 系统结构模型及信号数学模型

假设任意阵列由 M 个阵元组成, 第 i 个阵元位置用直角坐标表示为 (x_i, y_i, z_i) , 不失一般性, 假定任意窄带信号源由 (θ, ϕ) 入射到阵列上, 如图 1 所示, 其中 $\theta \in [0, 2\pi]$, $\phi \in [0, \pi/2]$ 。阵列天线接收下信号后, 经带宽为 B 的带通滤波器后, 被混频到宽度为 B 的基带, 再经 Nyquist 采样率 F_s 采样后进行数字信号处理, 如图 2 所示。

¹ 1998-12-17 收到, 1999-07-04 定稿

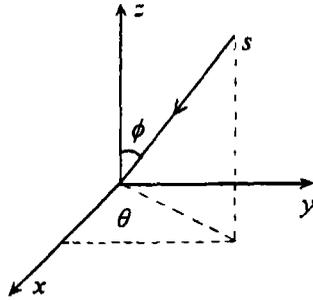


图 1 空间信号与阵列几何关系

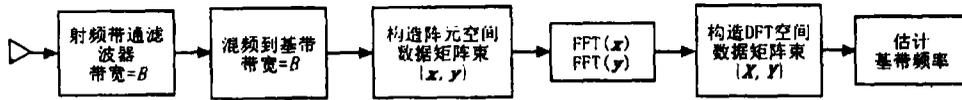


图 2 接收机信号处理模型

设有 $J(J < M)$ 个信号入射到阵列上, 则当信噪比很高暂不计及噪声时, 第 i 个阵元第 n 个快拍的数据为

$$x_i(n) = \sum_{j=1}^J A_j \cos \left\{ 2\pi \frac{F_j}{F_s} n + \gamma_j(i) \right\}, \quad i = 1, 2, \dots, M \quad (1)$$

其中 A_j 为第 j 个信号的幅值; F_j 为第 j 个信号的基带频率, 定义 $f_j = F_j/F_s$ 为信号的数字频率, 显然 $0 < f_j < 0.5$; $\gamma_j(i)$ 为第 j 个信号在第 i 个阵元处相对于坐标原点的附加相位, 则 $\gamma_j(i)$ 可以由下式

$$\gamma_j(i) = \frac{2\pi}{\lambda_j} (x_i \cos \theta_j \sin \phi_j + y_i \sin \theta_j \sin \phi_j + z_i \cos \phi_j), \quad i = 1, 2, \dots, M \quad (2)$$

给出, 其中 λ_j 为第 j 个信号的波长. 若快拍间隔为 $T_s = 1/F_s$, 则利用采样数据 $x_i(n)$ 构成第 i 个阵元的另一相应数据 $y_i(n)$ 为

$$y_i(n) = x_i(n + 1) = \sum_{j=1}^J A_j \cos \{ 2\pi f_j n + \gamma_j(i) + 2\pi F_j T_s \}, \quad i = 1, 2, \dots, M \quad (3)$$

(1) 式和 (3) 式即第 i 个阵元信号采样数据模型. 对 $x_i(n)$ 和 $y_i(n)$ 作 FFT 运算, 可得阵元信号频率数据模型:

$$X_i(k) = \sum_{j=1}^J \left\{ \frac{A_j}{2} e^{j\gamma_j(i)} \text{sinc} \left(f_j - \frac{k}{N} \right) + \frac{A_j}{2} e^{-j\gamma_j(i)} \text{sinc} \left(f_j + \frac{k}{N} \right) \right\} \quad (4a)$$

$$Y_i(k) = \sum_{j=1}^J \left\{ \frac{A_j}{2} e^{j[\gamma_j(i) + 2\pi F_j T_s]} \text{sinc} \left(f_j - \frac{k}{N} \right) + \frac{A_j}{2} e^{-j[\gamma_j(i) + 2\pi F_j T_s]} \text{sinc} \left(f_j + \frac{k}{N} \right) \right\} \quad (4b)$$

上式中, 定义 $\text{sinc}(\cdot)$ 函数为

$$\text{sinc}(f) = e^{-j\pi(N-1)f} \frac{\sin(N\pi f)}{\sin(\pi f)} \quad (5)$$

为方便起见, (5) 式中 $\text{sinc}(\cdot)$ 函数比常规定义的 $\text{sinc}(\cdot)$ 函数多了一个相位因子 $e^{-j\pi(N-1)f}$ 。

显然, $X_i(k)$ 和 $Y_i(k)$ 在正频率范围内有对应相等的 J 个谱峰, 用简单的谱峰位置检测算法就可以粗略地检测出这 J 个谱峰位置, 它们即对应 J 个信号的相应数字频率, 由此可得到其相应的信号模拟频率, 但这样精度很差。为提高频率估计精度及分辨率, 在每个谱峰邻域内取 $L = 2L' + 1$ 个 DFT 数值构成新的 $L \times 1$ 维数据矢量作进一步处理。例如, 若谱峰的位置为 k_0 , 则构成新的阵元频率数据矢量模型为

$$\mathbf{X}_i(k_0) = [X_i(k_0 - L'), \dots, X_i(k_0), \dots, X_i(k_0 + L')]^T \quad (6a)$$

$$\mathbf{Y}_i(k_0) = [Y_i(k_0 - L'), \dots, Y_i(k_0), \dots, Y_i(k_0 + L')]^T \quad (6b)$$

应指出, 在一个谱峰邻域选择 DFT 数值的个数的原则是它必须至少大于对形成该谱峰有贡献的源的数目 J' ($J' \leq J$) 大 1。考虑到 DFT 可看作一个窄带滤波器, 只要谱峰位置 k_0 不靠近 0 或 $N/2$, 则这种滤波作用是很有效的。因此, 可略去 (4) 式中的负频率分量, 再将其代入 (6) 式可得

$$\mathbf{X}_i(k_0) = \sum_{j=1}^{J'} \left\{ \frac{A_j}{2} e^{j\gamma_j(i)} \mathbf{d}(f_j) \right\} \quad (7a)$$

$$\mathbf{Y}_i(k_0) = \sum_{j=1}^{J'} \left\{ \frac{A_j}{2} e^{j[\gamma_j(i) + 2\pi F_j \tau]} \mathbf{d}(f_j) \right\} \quad (7b)$$

其中 $\mathbf{d}(f_j)$ 为一 $L \times 1$ 的向量:

$$\mathbf{d}(f_j) = \left[\text{sinc} \left(f_j - \frac{k_0 - L'}{N} \right), \dots, \text{sinc} \left(f_j - \frac{k_0}{N} \right), \dots, \text{sinc} \left(f_j - \frac{k_0 + L'}{N} \right) \right]^T \quad (8)$$

(7) 式即第 i 个阵元的频域数据矢量模型, 由 M 个阵元的频域模型按下式构成阵列模型:

$$\mathbf{X} = [\mathbf{X}_1(k_0) : \mathbf{X}_2(k_0) : \dots : \mathbf{X}_M(k_0)], \quad (L \times M) \quad (9a)$$

$$\mathbf{Y} = [\mathbf{Y}_1(k_0) : \mathbf{Y}_2(k_0) : \dots : \mathbf{Y}_M(k_0)], \quad (L \times M) \quad (9b)$$

将 (7) 式代入上式可得

$$\mathbf{X} = \sum_{j=1}^{J'} \frac{A_j}{2} \mathbf{d}(f_j) \mathbf{a}^T(\theta_j, \phi_j), \quad (L \times M) \quad (10a)$$

$$\mathbf{Y} = \sum_{j=1}^{J'} \frac{A_j}{2} e^{j2\pi F_j \tau} \mathbf{d}(f_j) \mathbf{a}^T(\theta_j, \phi_j), \quad (L \times M) \quad (10b)$$

其中 $\gamma_j(i)$ 的定义如 (3) 式, $\mathbf{a}^T(\theta, \phi)$ 为阵列流型, 定义为

$$\mathbf{a}(\theta_j, \phi_j) = [e^{j\gamma_j(1)}, e^{j\gamma_j(2)}, \dots, e^{j\gamma_j(M)}]^T \quad (11)$$

(10) 式即为阵列频域数据模型, 它由 $\mathbf{d}(f_j)$ 及 $\mathbf{a}^T(\theta_j, \phi_j)$ 两矢量的外积确定。由 (8) 式可见, 矢量 $\mathbf{d}(f_j)$ 只包含信号的频率信息, 而与信号到达角无关, 即 (10) 式所示模型, 对信号频率估计和到达角估计具有分维特性。这样, 就可以不管任何阵列几何结构, 仅通过求解 $\mathbf{d}(f_j)$ 来估计信号频率。而后, 再经矢量 $\mathbf{a}^T(\theta_j, \phi_j)$ 求相应信号的到达角 (θ_j, ϕ_j) , 由于篇幅所限, 有关不同频率信号到达角估计及其与相应频率的配对问题将另文发表。

3 频率估计

对上一节推导所得的数据模型 (10) 式, 若直接使用矩阵束 $\{\mathbf{X}, \mathbf{Y}\}$ 的特征值分解^[4], 由下式:

$$\mathbf{Y} - \mu \mathbf{X} = \sum_{j=1}^{J'} \frac{A_j}{2} \{e^{j2\pi F_j T_s} - \mu\} \mathbf{d}(f_j) \mathbf{a}^T(\theta_j, \phi_j) \quad (12)$$

可见, 矩阵束 $\{\mathbf{X}, \mathbf{Y}\}$ 的特征值为 $\mu_j = e^{-j2\pi F_j T_s}$, 这样就可以利用特征值求得信号的基带频率。但由于 T_s 通常为纳秒量级, 因此特征值的任何一点误差都将被急剧放大后传递给频率。正如后面模拟结果揭示的, 直接运用 ESPRIT 求解基带频率的标准差约为 10MHz 量级。显然, 上述方法是不可取的。本文所述方法的基本思路是通过 (10) 式的阵列频域数据模型估计“频率矢量” $\hat{\mathbf{d}}(f_j)$, 由 $\hat{\mathbf{d}}(f_j)$ 估计数字频率 \hat{f}_j , 从而得到其基带频率 F_j 。求解数字频率 f_j 的方法分析如下:

由广义特征值分解理论可知矩阵束 $\{\mathbf{Y}, \mathbf{X}\}$ 的第 j 个右广义特征向量 \mathbf{r}_j 满足 $\{\mathbf{Y} - \mu \mathbf{X}\} \mathbf{r}_j = 0$, 即

$$\{\mathbf{Y} - \mu \mathbf{X}\} \mathbf{r}_j = \left\{ \sum_{j=1}^{J'} \frac{A_j}{2} \{e^{j2\pi F_j T_s} - \mu\} \mathbf{d}(f_j) \mathbf{a}^T(\theta_j, \phi_j) \right\} \mathbf{r}_j = 0 \quad (13)$$

由上式可知, 当 $\mu = e^{j2\pi F_l T_s}$, $l = 1, \dots, J'$, $l \neq j$ 时, $\mathbf{a}^T(\theta_l, \phi_l) \mathbf{r}_j = 0$, 而当 $\mu = \mu_j = e^{j2\pi F_j T_s}$ 为矩阵束 $\{\mathbf{Y}, \mathbf{X}\}$ 的第 j 个广义特征值时, $\mathbf{a}^T(\theta_j, \phi_j) \mathbf{r}_j$ 的计算结果将为一标量, 由此可以证明, 可用 $\mathbf{X} \mathbf{r}_j$ 或 $\mathbf{Y} \mathbf{r}_j$ 在一个标量乘积范围内估计矢量 $\mathbf{d}(f_j)$:

$$\mathbf{d}(f_j) = c_1 \mathbf{X} \mathbf{r}_j \quad \text{或} \quad \mathbf{d}(f_j) = c_2 \mathbf{Y} \mathbf{r}_j \quad (14)$$

式中 c_1, c_2 为与 $\mathbf{a}^T(\theta_j, \phi_j) \mathbf{r}_j$ 有关的未知常量。联立 (5)、(8) 和 (14) 式, 可以直接求解 f_j 。但用此方法计算 f_j , 不但其显式表达式复杂, 而且涉及确定 (14) 式中的未知常量的困难, 为避开这一困难, 可用 (14) 式估计出 $\mathbf{d}(f_j)$ 后, 用下式估计数字频率 \hat{f}_j 而不受复常数 c_1 或 c_2 的相位影响^[5],

$$\hat{f}_j = \frac{1}{2\pi} \arg \left[\hat{\mathbf{d}}^H(f_j) \mathbf{D}^* \left(\mathbf{I}_L - \frac{1}{L} \mathbf{1} \mathbf{1}^T \right) \hat{\mathbf{d}}(f_j) \right], \quad (j = 1, \dots, J') \quad (15)$$

(15) 式的推导见附录。其中, \hat{f}_j 及 $\hat{\mathbf{d}}(f_j)$ 分别表示 f_j 及 $\mathbf{d}(f_j)$ 的估计值, $\mathbf{1}$ 为所有元素均为 1 的 $L \times 1$ 列向量, 而 \mathbf{D} 为一对角阵

$$\mathbf{D} = \text{diag} \left\{ e^{j2\pi \frac{k_0 - L'}{N}}, \dots, e^{j2\pi \frac{k_0}{N}}, \dots, e^{j2\pi \frac{k_0 + L'}{N}} \right\} \quad (16)$$

把以上频率估计算法作一个小结如下: (1) 根据时域采样数据构造时域数据矩阵束 $\{x, y\}$; (2) 对矩阵束 $\{x, y\}$ 进行 FFT 运算, 构造频域数据矩阵束 $\{X, Y\}$; (3) 对矩阵束 $\{X, Y\}$ 进行广义特征值分解, 并估计信号个数; (4) 利用 (14) 式得到 $d(f_j)$ 的一个估计值 $\hat{d}(f_j)$; (5) 用 (15) 式估计信号的数字频率 \hat{f}_j ; (6) 计算信号基带频率 $F_j = F_s \hat{f}_j$; (7) 若有多个信号, 重复 (4)-(6)。

4 模拟结果

试验 1 假设有两个互不相干的等功率入射信号, 且信号与系统噪声互相独立, 噪声为高斯白噪声。阵列形式采用 (a)10 元均匀线阵; (b)9 元 L 型非对称阵; (c)9 元平面任意阵; (d)10 元立体空间任意阵。两信号的基带频率分别为: 303MHz 和 305MHz。快拍数 $N = 256$, Monte-Carlo 试验次数为 100。数值模拟结果如图 3 所示。

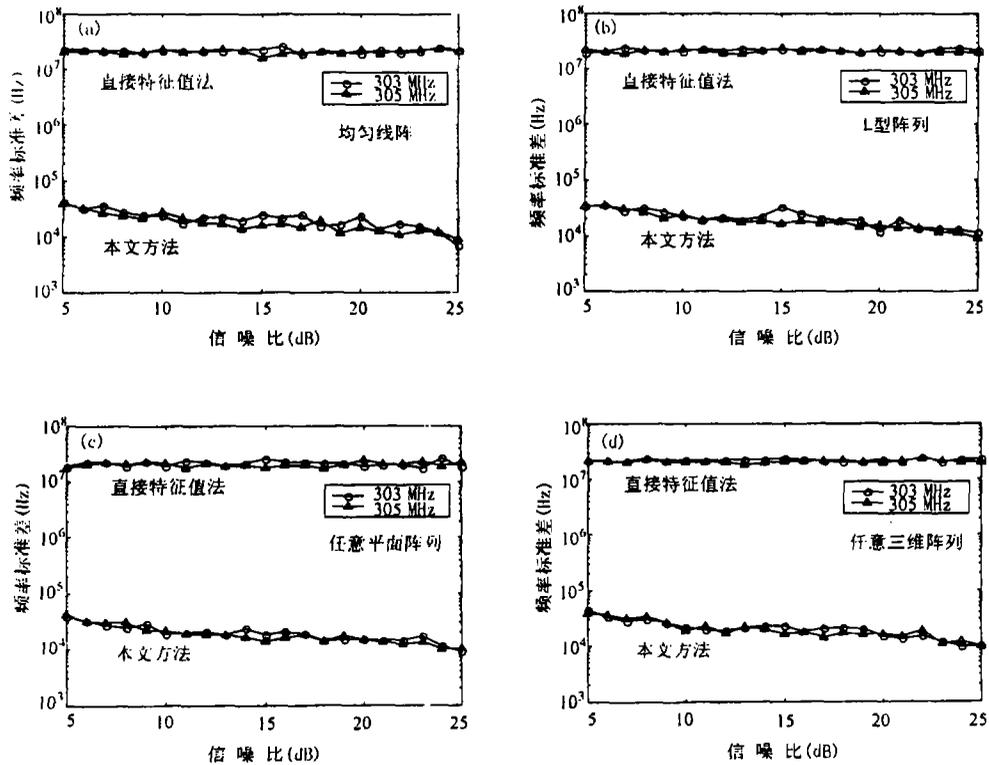


图 3 不同阵列形式频率估计结果

试验 2 信号参数同上, 采用 10 元均匀线阵, SNR=15dB, Monte-Carlo 次数为 100, 快拍数变化, 但 FFT 运算点数均为 256 点时, 所得结果如图 4 所示。

为对比起见, 在图 3 中同时给出了直接用特征值分解算法得到的结果, 由图可见: 不管采用何种阵列形式, 直接采用 ESPRIT 算法估计所得的频率精度为 10MHz 量级, 而且随信噪比的提高, 其标准差降低的趋势并不明显; 而采用本文算法, 估计频率的精度将降至 10kHz 量级, 显示出良好的精度性能, 而且在不同的阵列形式下, 精度性能相似, 这与理论相吻合。尽管空间两信号在频域上较相近, 但利用本文的算法依然可以毫无困难地分辨它

们。进一步的数值仿真结果表明，空间两个信号的频率分辨率可达到 $\leq 0.5\text{MHz}$ 。由图 4 可见：由于 FFT 均以 256 点进行运算，使得频率估计的精度保持在 10kHz 量级。

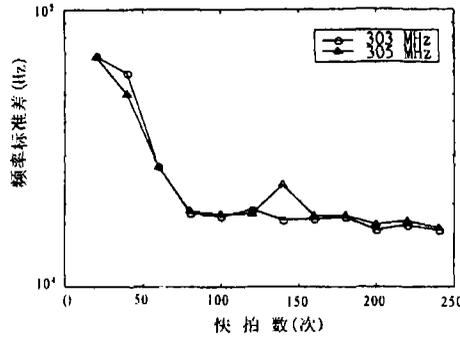


图 4 试验 2 结果

5 小 结

本文论述了一种适用于任意几何结构的频率估计算法，由于这种算法经由一次由阵元空间到 DFT 空间的映射，使这种算法的信号模型对信号频率估计和到达角估计具有分维特性。模拟结果显示了优良的高分辨 ($\leq 0.5\text{MHz}$) 及高精度 (10kHz 量级) 性能。由于各阵元采样数据其 FFT 运算，及多信号情况下，每个信号的频率估计都可并行处理等特点，在计算量上也具有相当的吸引力。

本算法尚存的弱点是无法估计空间相干信号的频率，原因是矩阵束 $\{X, Y\}$ 已降维。目前正对其作专门研究。

附 录

(15) 式的推导

将 (8) 式的 $d(f_j)$ 写成矩阵形式

$$d(f_j) = W \cdot V(f_j) = \begin{bmatrix} 1 & e^{-j2\pi \frac{k_0 - L'}{N}} & \dots & e^{-j2\pi \frac{k_0 - L'}{N}(N-1)} \\ & \dots & \dots & \\ 1 & e^{-j2\pi \frac{k_0}{N}} & \dots & e^{-j2\pi \frac{k_0}{N}(N-1)} \\ & \dots & \dots & \\ 1 & e^{-j2\pi \frac{k_0 + L'}{N}} & \dots & e^{-j2\pi \frac{k_0 + L'}{N}(N-1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j2\pi f_j} \\ e^{j4\pi f_j} \\ \vdots \\ e^{j2\pi(N-1)f_j} \end{bmatrix} \quad (A-1)$$

上式中 W 是 $L \times N$ 的 DFT 矩阵。取 $V(f_j)$ 的前 $N-1$ 个元素记为 $V_1(f_j)$ ，后 $N-1$ 个元素记为 $V_2(f_j)$ ，取 W 的前 $N-1$ 列构成子阵 W_1 ，后 $N-1$ 列构成子阵 W_2 ， W 的最后一列记为 W_N ，则有以下几式成立：

$$\left. \begin{aligned} W_2 &= DW_1 \\ d(f_j) &= WV(f_j) = 1 + DW_1 V_1(f_j) e^{j2\pi f_j} \\ d(f_j) &= W_1 V_1(f_j) + e^{j2\pi(N-1)f_j} W_N \end{aligned} \right\} \quad (A-2)$$

其中 D 为

$$D = \text{diag} \left\{ e^{-j2\pi \frac{k_0 - L'}{N}}, \dots, e^{-j2\pi \frac{k_0}{N}}, \dots, e^{-j2\pi \frac{k_0 + L'}{N}} \right\} \quad (\text{A-3})$$

由 (A-2) 式, 有

$$\begin{aligned} [Dd(f_j)]^H \cdot d(f_j) &= [DW_1 V_1(f_j)]^H DW_1 V_1(f_j) e^{j2\pi f_j} + \mathbf{1}^T DW_1 V_1(f_j) e^{-j(N-2)2\pi f_j} \\ &\quad + [DW_1 V_1(f_j)]^H \cdot \mathbf{1} + [De^{-j(N-2)2\pi f_j} W_N]^H \cdot \mathbf{1} \end{aligned} \quad (\text{A-4})$$

上式中, $\mathbf{1}$ 为 $L \times 1$ 的列向量, 所有元素值为 1. 构造一个 $L \times L$ 的实满秩对称矩阵 P , 使得 P 的列与 $\mathbf{1}$ 正交^[6], 即

$$\mathbf{1}^T \cdot P = 0 \quad (\text{A-5})$$

求解 (A-5) 式, 得

$$P = I_L - \frac{1}{L} \mathbf{1} \mathbf{1}^T \quad (\text{A-6})$$

则有

$$[D \cdot d(f_j)]^H \cdot P \cdot d(f_j) = [DW_1 V_1(f_j)]^H \cdot P \cdot DW_1 V_1(f_j) e^{j2\pi f_j} \quad (\text{A-7})$$

由于 $[DW_1 V_1(f_j)]^H \cdot P \cdot DW_1 V_1(f_j)$ 为实值, 故有

$$2\pi f_j = \arg\{[Dd(f_j)]^H \cdot P \cdot d(f_j)\} \quad (\text{A-8})$$

当 $\hat{d}(f_j)$ 为 $d(f_j)$ 的估计值时, $\hat{d}(f_j) = c \cdot d(f_j)$, c 为未知复数. (A-8) 式结果不变.

证毕

参 考 文 献

- [1] Stoica P Soderstrom. Statistical analysis of MUSIC and subspace rotation estimation of sinusoidal frequencies. IEEE Trans. on SP, 1991, SP-39(8): 1836-1847.
- [2] R. O. Schmidt, Multiple emitter location and signal parameters estimation. IEEE Trans. on Antennas Propagat., 1986, AP-34(3): 276-280.
- [3] R. Kumaresan, D. W. Tufts, Estimation the angles of multiple plane waves. IEEE Trans. on AES, 1983, AES-19(1): 123-133.
- [4] R. Roy, A. Paulraj, T. Kailath, ESPRIT—A subspace rotation approach to estimation of parameters of cisoids in noise. IEEE Trans. on ASSP, 1986, ASSP-34(10): 1340-1342.
- [5] M. D. Zoltowski, C. P. Mathews, Real-time frequency and 2-D angle estimation with sub-Nyquist spatio-temporal sampling. IEEE Trans. on SP, 1994, SP-42(10): 2781-2794.
- [6] Xu Guanghan, S. D. Silverstein, R. H. Roy, T. Kailath, Beamspace ESPRIT. IEEE Trans. on SP, 1994, SP-42(10): 349-355.

ESTIMATING FREQUENCIES OF SPATIAL SIGNALS FOR ARBITRARY GEOMETRY ARRAY

Wang Jiyang Huang Youyong Chen Tianqi

(*University of Electronics Science and Technology of China, Chengdu 610054*)

Abstract This paper presents a ESPRIT-based algorithm to estimate carrier frequencies of independent spatial signals with no geometric constraints on the array. After mapping the element space data into DFT space, the “frequency vector” is extracted which is independent of array information, and then beamspace ESPRIT is used to estimate the spatial signals’ frequencies via an indirect ESPRIT method. The simulation results demonstrate our algorithm to be of high-resolution and high-precision with arbitrary array geometry.

Key words Arbitrary array, Frequency estimation, Matrix pencil, Frequency vector, DFT space

王激扬: 男, 1970 年生, 博士生, 目前研究兴趣为阵列信号处理算法研究及其实现, 多维参数估计, 模型误差参数校正.

黄佑勇: 男, 1970 年生, 博士生, 目前研究兴趣为谱估计, 统计信号和阵列信号处理算法研究及其实现, 多维参数估计.

陈天麒: 男, 1938 年生, 教授, 博士生导师, 长期从事阵列信号处理, 信号多参量估计与跟踪, 高阶谱估计以及电子战系统等方面的研究工作, 发表学术论文 70 余篇.

《网络与信息安全》重大研究计划申请指南

《网络与信息安全》重大研究计划是国家自然科学基金会“十五”期间组织实施的重大研究计划之一, 其宗旨在于: 研究信息网络与安全的科学理论与关键技术, 解决对国民经济发展 and 国防建设具有重大意义的网络与信息安全领域所涉及的重大科学问题和突破关键基础技术. 以网络与信息安全的构造和运行过程中所涉及的新理论、新体系、新结构、新方法和新技术为突破口, 力图实现在科学理论和技术上的源头创新, 以提高我国在网络与信息安全研究领域的整体创新能力和国际竞争力, 形成我国自主的知识产权.

本重大研究计划的科学目标定位在互联网、宽带物理承载网络、网络应用与管理、信息与网络安全四个大的方面中的基本科学问题的研究, 解决网络建设和高速信息传输过程中可扩展性、鲁棒性、高效性、灵活性、生存性和安全性及网络应用的智能化、网络管理的系统化等涉及的重大科学理论问题和关键技术问题, 取得一批国际标准、国际专利、高质量的学术论文及具有广泛应用前景的国际领先或国际先进的研究成果, 研究成果需在 NSFCnet 和其它科学实验网上得到实验验证, 其中相当部分具备产业化与应用前景, 从而为我国信息基础设施建设和高效安全运行提供科学基础.

本重大研究计划主要研究内容涉及: 下一代互联网的体系结构、控制及网络行为学、宽带物理承载网络——光网和无线接入及传输的基础理论和核心技术、新一代网络应用平台和网络管理的基础理论和关键技术研究、信息安全与网络安全中的关键理论及技术. 有关 2001 年度项目申请等信息可通过下述网址查询: <http://jeit.ie.ac.cn> 或 <http://www.nsf.gov.cn/>.

国家自然科学基金委信息学部