

基于均匀圆阵的多信号多参量估计中的参数配对问题¹

李 毅 关德新 秦洪新

(北京航空航天大学电子工程系 北京 100083)

摘 要: 该文介绍了一种基于均匀圆阵的超分辨无源测频测向算法中存在的问题, 并且就这一问题提出了一种较好的解决方案。基于均匀圆阵模型的超分辨无源测频测向算法分为直接法和间接法两种, 直接法的测频测向精度不高, 间接法的测频测向精度虽然较高, 但是, 在来波包含多个单频信号的情况下, 间接法容易发生各单频信号的频率、方位角、仰角 3 个估计出的参数不能正确自动配对的问题。本文具体解释了间接法中引起参数不能正确自动配对的原因, 并且详细推导出了解决参数自动配对问题的一种可行方法。该方法比以前的间接法更加简单可靠。

关键词: 测频测向, 均匀圆阵, 多信号多参量估计, 参数自动配对

中图分类号: TN911.7 **文献标识码:** A **文章编号:** 1009-5896(2004)10-1631-07

Problem in Parameter Automatic Pair of Multisignal's Multiparameter Estimation Based on Uniform Circular-Shaped Antenna Array

Li Yi Guan De-xin Qin Hong-xin

(Dept of E.E., Beijing Univ. of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China)

Abstract A problem in an algorithm to estimate frequency and orientation of each arrival signal with uniform circular-shaped antenna array is introduced, and a resolvent of this problem is put forward in the paper. The algorithm quoted in this paper includes two methods: direct method and indirect method. As the precision of each arrival signal's parameters estimated by direct method is not satisfied, an indirect method grounded on direct method is put forward to improve the precision mentioned above. But, when several single-frequency signals arriving at the same time, parameters of each signal estimated by indirect method cannot always be paired correctly, this paper explains the reason of that, and a method to solve this problem is introduced, the resolvent makes the indirect method more simple and credible than its preceding form.

Key words Frequency and direction estimation, Uniform circular-shaped antenna array, Multisignal's multiparameter estimation, Parameter automatic pair

1 引言

一种基于均匀圆阵的时空欠采样宽频段信号频率及波达方向 (DOA) 估计方法已有研究成果^[1]。此方法包括直接法和间接法, 其特点是参数估计的运算量小, 各参数可以自动配对。但是, 间接法在参数自动配对上有一个潜在问题, 在某些情况下容易发生参数配对错误。笔者对该间接法做了较为合理的改进, 有效地解决了这一潜在问题, 使该方法更加优化。

2 算法简介

2.1 算法综述

上述估计方法主要处理宽频段内的窄带信号。该方法先将宽频段分为若干个 1 GHz 频段, 然后分别估计每一频段内窄带信号的频率及波达方向 (DOA)。采用 8 个天线阵元组成的均匀

¹ 2003-06-07 收到, 2003-10-08 改回

圆阵同时接收来波信号, 经射频滤波把射频信号变换到 0~1 GHz 的基频段内, 以 250 MHz 的采样频率按图 1 对基频段信号进行时间欠采样, 得到数字信号序列 $x_m(n)$, $y_m(n)$. 对数字信号序列 $x_m(n)$, $y_m(n)$ ($m = 1, 2, \dots, 8$; $n = 1, 2, \dots, 256$) 做 256 点的 FFT 变换, 得到频域序列 $X_m(k)$ 和 $Y_m(k)$. 将频域序列 $X_m(k)$ 和 $Y_m(k)$ 中某模峰值对应频点 k_0 两边 (含 k_0 频点) 的 V (设 $V = 8$) 个序列值取出, 按频点依次排列组成新的序列, 由此构造出频域数据矩阵:

$$\mathbf{X} = [\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2, \dots, \mathbf{x}_m, \dots, \mathbf{x}_8]^T \quad (1)$$

$$\mathbf{Y} = [\mathbf{y}_1, \mathbf{y}_2, \dots, \mathbf{y}_m, \dots, \mathbf{y}_8]^T \quad (2)$$

式中, \mathbf{x}_m , \mathbf{y}_m 分别为 $X_m(k)$ 和 $Y_m(k)$ 中抽取出的序列值组成的列向量. 求矩阵 \mathbf{X} 的自相关阵 \mathbf{R}_X 及 \mathbf{Y} , \mathbf{X} 的互相关阵 \mathbf{R}_{YX} . 将 \mathbf{R}_X 特征分解, 采用求矩阵有效秩的方法^[2] 判断出 \mathbf{R}_X 中较大特征值的个数, 假定有 q 个较大特征, 这 q 个较大特征值就是来波中单频信号的功率. 因此, 来波包含 q 个单频信号. 构造矩阵 $\mathbf{E} = \mathbf{R}_{YX} \cdot \mathbf{R}_X^{-1}$, 式中 \mathbf{R}_X^{-1} 为 \mathbf{R}_X 的逆. 对矩阵 \mathbf{E} 做特征分解: $\mathbf{E} \cdot \mathbf{B} = \mathbf{B} \cdot \Phi$, 得到其特征值矩阵 Φ 和特征向量矩阵 \mathbf{B} , 由 \mathbf{E} 的 q 个模值较大的特征值的辐角就可以求出 q 个单频信号的模拟频率, 由 \mathbf{E} 的 q 个模值较大的特征值对应的特征向量结合相应的模拟频率就可求出各单频信号的 DOA. 这就是直接法的处理过程.

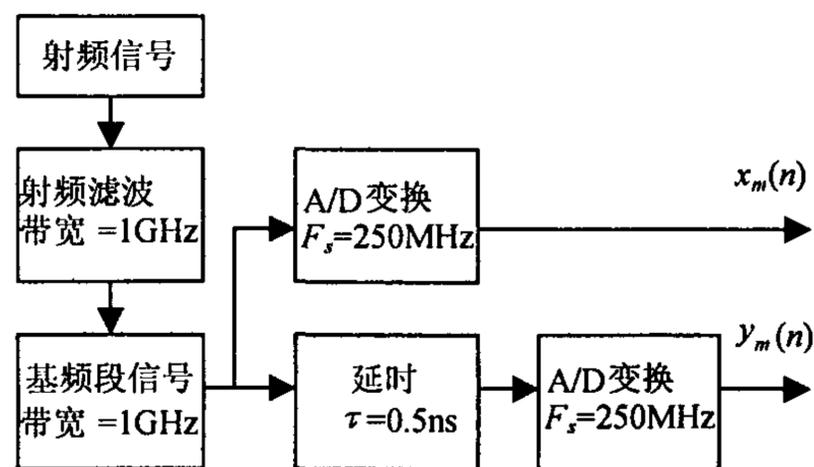


图1 第 m ($m = 1, 2, \dots, 8$) 个天线阵元对来波信号的处理模型

间接法是先按前面直接法构造出矩阵 \mathbf{E} , 对 \mathbf{E} 做特征分解得到特征值矩阵 Φ 和特征向量矩阵 \mathbf{B} . 然后构造一个矩阵 $\mathbf{F} = \mathbf{R}'_{YX} \cdot (\mathbf{R}'_X)^{-1}$, 式中, $\mathbf{R}'_{YX} = \mathbf{Y}^T \cdot (\mathbf{X}^T)^H$, $(\mathbf{R}'_X)^{-1}$ 为 $\mathbf{R}'_X = \mathbf{X}^T \cdot (\mathbf{X}^T)^H$ 的逆, $[\cdot]^T$ 表示对矩阵做转置运算. 对 \mathbf{F} 做特征分解: $\mathbf{F} \cdot \mathbf{S}^T = \mathbf{S}^T \cdot \Phi$, 式中 Φ 与 \mathbf{E} 阵的特征值矩阵相同. 由 \mathbf{S}^T 中与 \mathbf{F} 的 q 个模值较大特征值所对应的特征向量可求出来波中各单频信号的数字频率, 由这些数字频率结合直接法中求出的模拟频率可求出各单频信号的精确模拟频率. 利用这 q 个精确模拟频率估值结合 \mathbf{E} 阵的 q 个较大特征值对应的特征向量就可求出各单频信号的 DOA. 这就是间接法的处理过程.

2.2 阵列模型及信息矩阵结构

均匀圆阵的物理模型如图 2 所示. 由于抽取频域数据矩阵的过程相当于对各阵元输出信号做频域滤波, 有效压制了噪声频谱, 因此, \mathbf{X} , \mathbf{Y} 的第 m 行可近似表示为下列两式:

$$\mathbf{x}_m = \sum_{i=1}^q \frac{A_i}{2} e^{j(k_i \gamma_{im} + \vartheta_i)} \mathbf{d}(f_i), \quad m = 1, 2, \dots, 8 \quad (3)$$

$$\mathbf{y}_m = \sum_{i=1}^q \frac{A_i}{2} e^{j(k_i \gamma_{im} + \vartheta_i)} e^{-jk_i 2\pi F_i \tau} \mathbf{d}(f_i), \quad m = 1, 2, \dots, 8 \quad (4)$$

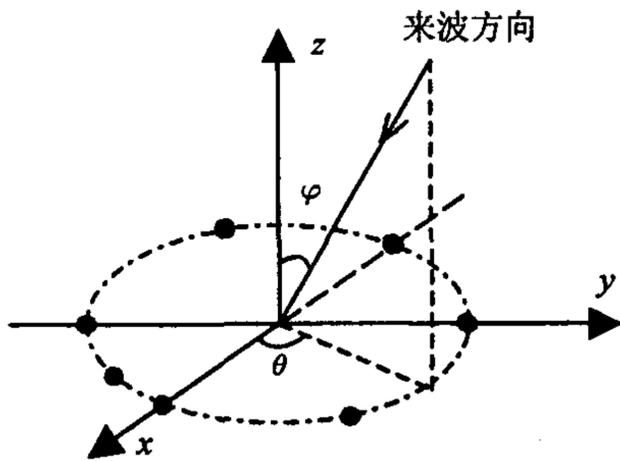


图 2 均匀圆阵的物理模型 (黑点代表阵元)

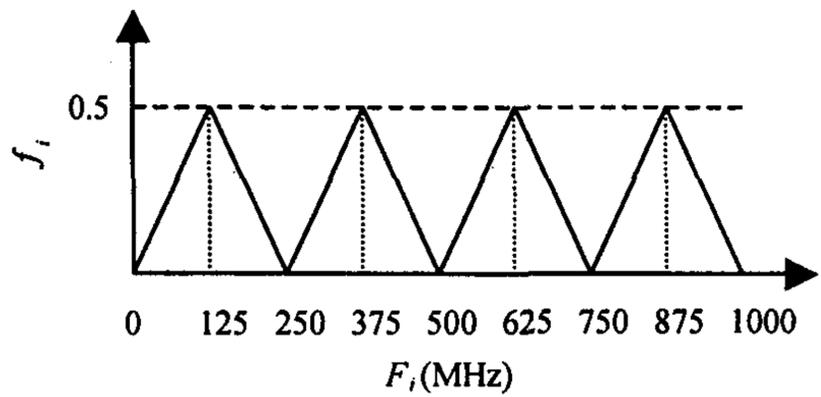


图 3 基频段模拟频率 F_i 与数字频率 f_i 的关系

式中

$$d(f_i) = \left[g\left(f_i - \frac{k_0 - L}{N}\right) \quad g\left(f_i - \frac{k_0 - L + 1}{N}\right) \quad \cdots \quad g\left(f_i - \frac{k_0}{N}\right) \quad \cdots \quad g\left(f_i - \frac{k_0 + R}{N}\right) \right]^T$$

$L + R + 1 = V$, L, R 为正整数, A_i 为第 i 个单频信号的幅度, θ_i 为第 i 个单频信号的初始相位, γ_{im} 为第 i 个单频信号到达第 m 阵元时相对于坐标原点的相位延迟, q 为单频信号个数. F_i 和 f_i 分别为第 i 个单频信号的基频段模拟频率和欠采样后的数字频率, F_i 与 f_i 的关系如图 3 所示. $g(f) = e^{-j\pi(N-1)f} \sin(N\pi f) / \sin(\pi f)$. 式中 k_i 的数值规律如下:

$$k_i = \begin{cases} 1, & F_i \in (0, 125), (250, 375), (500, 625), (750, 875), \\ -1, & F_i \in (125, 250), (375, 500), (625, 750), (875, 1000), \end{cases} \quad (F_i \text{ 的单位为兆赫}).$$

设 $\delta_{il} = (A_i/2)g[f_i - (k_0 - L - 1 + l)/N]$, $i = 1, 2, \dots, q$, $l = 1, 2, \dots, V$, 则频域数据矩阵 X, Y 的矩阵表示形式如下:

$$X = B \cdot S \tag{5}$$

$$Y = B \cdot \Phi \cdot S \tag{6}$$

式中 Φ 为模拟频率信息矩阵, B 为波达方向信息矩阵, S 为数字频率信息矩阵. 各信息矩阵结构如下:

$$B = \begin{bmatrix} e^{j(k_1\gamma_{11}+\vartheta_1)} & e^{j(k_2\gamma_{21}+\vartheta_2)} & \cdots & e^{j(k_q\gamma_{q1}+\vartheta_q)} \\ e^{j(k_1\gamma_{12}+\vartheta_1)} & e^{j(k_2\gamma_{22}+\vartheta_2)} & \cdots & e^{j(k_q\gamma_{q2}+\vartheta_q)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j(k_1\gamma_{1M}+\vartheta_1)} & e^{j(k_2\gamma_{2M}+\vartheta_2)} & \cdots & e^{j(k_q\gamma_{qM}+\vartheta_q)} \end{bmatrix}, \quad S = \begin{bmatrix} \delta_{11} & \delta_{12} & \cdots & \delta_{1L} \\ \delta_{21} & \delta_{22} & \cdots & \delta_{2L} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \delta_{q1} & \delta_{q2} & \cdots & \delta_{qL} \end{bmatrix},$$

$$\Phi = \begin{bmatrix} e^{-jk_1 2\pi F_1 \tau} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & e^{-jk_2 2\pi F_2 \tau} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & e^{-jk_q 2\pi F_q \tau} \end{bmatrix}.$$

2.3 间接法优于直接法的原因

本文的直接算法和间接算法实质是 L 阵的频域估计算法在均匀圆阵上的推广, 两者的处理方法本质相同, 相关文献 [3] 中有关于间接法优于直接法的解释. 篇幅所限, 本文对此不做具体阐释.

3 间接算法中的参数配对问题及解决办法

3.1 潜在的问题

由 2.1 节中介绍可知, 间接算法要分别对 E 和 F 做特征分解: $E \cdot B = B \cdot \Phi$ 和 $F \cdot S^T = S^T \cdot \Phi$. 理论上, 这两次特征分解得到的 Φ 阵完全相同, 因此, 在无噪情况下, 两次特征分解

得到的 Φ 阵的主对角线元素 (E 或 F 的特征值) 按模值由大到小依次沿主对角线向矩阵右下方排列, 得到的两个重新排序后的新矩阵应该相同, 将这两个相同的新矩阵均标记为 P , 则 P 的前 q 个较大特征值就对应着所处理频段内各单频信号的基频段模拟频率 F_i ($i = 1, 2, \dots, q$); B 相应的特征向量就对应着相应单频信号的波达方向参数 θ_i, φ_i ($i = 1, 2, \dots, q$); S^T 中相应的特征向量对应着单频信号欠采样后的数字频率 f_i ($i = 1, 2, \dots, q$). 欠采样情况下, 间接法求来波信号频率的方法如下:

设 $t = F_i - \text{INT}(F_i/F_s)F_s$, ($0 \leq t < 250$), 若 $t < 125$, $F_{bi} = \text{INT}(F_i/F_s)F_s + F_s f_i$; 若 $t > 125$, $F_{bi} = \text{INT}(F_i/F_s)F_s + F_s(1 - f_i)$. 式中 $\text{INT}(\bullet)$ 表示对实数做取整运算, F_{bi} 是间接法估计出的第 i 个单频信号的基频段模拟频率.

显然, 无噪情况下, 由间接法测量出的各单频信号的频率、方位角和仰角参数可以自动正确配对, 但是, 在实际空间信号中, 存在大量的噪声干扰, 噪声影响体现在 Φ 阵中相当于在 Φ 阵的主对角线元素上有一个很小的复增量. 假定无噪情况下由 E 和 F 特征分解得到的 Φ 阵为: $\Phi = \text{diag}(\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_8)$, 其中, $\text{abs}(\lambda_i) > \text{abs}(\lambda_{i+1})$, ($i = 1, 2, \dots, 7$), $\text{abs}(\bullet)$ 是对复数取模运算. 则在加噪情况下, E 和 F 的特征值矩阵可分别表示为: $\Phi_1 = \text{diag}(\lambda_1 + a_1, \lambda_2 + a_2, \dots, \lambda_8 + a_8)$, $\Phi_2 = \text{diag}(\lambda_1 + b_1, \lambda_2 + b_2, \dots, \lambda_8 + b_8)$, 其中 a_i, b_i ($i = 1, 2, \dots, 8$) 分别为 E 和 F 特征分解中噪声影响因子, 因为 E 和 F 的构成方式不同, 所以 a_i, b_i 不一定是相等的 (多数情况下不相等).

当一次测量多个单频信号的频率和波达方向时, $F_s = 250$ MHz 欠采样情况下, 1 GHz 内的多个单频信号的频谱或其镜向频谱会折叠到 0~125 MHz 频段内. 构造频域数据矩阵 X 和 Y 时, 抽取了 0~125 MHz 频段内幅度谱某峰值点 k_0 两边的 V (假定 $V = 8$) 个频点. 当各单频信号欠采样后在 0~125 MHz 频段内的频谱或镜向频谱靠得很近时, 这就会使算法在估计各信号的频率和波达方位时产生如下问题: 当各单频信号功率相近时, 在两单频信号的主谱线间隙比较小但又不会产生相干影响的情况下 (此时两信号的 FFT 频谱混叠比较严重), 上述间接法就容易发生一种错误. 因为这种情况下, Φ_1, Φ_2 各主对角线元素中将会有两个模值较大的元素其模值很接近, 那么 Φ_1, Φ_2 (假定其主对角线元素均已经按模值从大到小进行了上述顺序调整) 就很可能成为如下类似形式: $\Phi_1 = \text{diag}(\lambda_1 + a_1, \lambda_2 + a_2, \dots, \lambda_8 + a_8)$, $\Phi_2 = \text{diag}(\lambda_2 + b_2, \lambda_1 + b_1, \dots, \lambda_8 + b_8)$, 也就是, Φ_1, Φ_2 主对角线上含有 λ_1 或 λ_2 的元素在 Φ_1, Φ_2 中的位置不同, 亦即 Φ_1 主对角线上第一个较大特征值对应于单频信号 1, 而 Φ_2 主对角线上第一个较大特征值对应于单频信号 2, 二者不再一致. 这会使间接法在多信号多参数估计时失效.

由于算法用 $F_s = 250$ MHz 频率对基频段信号欠采样后做参数估计, 频域数据矩阵是抽取 0 Hz 到 125 MHz 频段内的 FFT 值构造出的, 该频段包含了 1 GHz 频段内 8 个 125 MHz 频段上的单频信号频谱或其镜向频谱, 因此, 多信号情况下, 易遇到某单频信号频谱或其镜向频谱与其他单频信号的频谱或镜向频谱的主谱线间隙比较小的情况, 使上述问题发生的可能性比较大.

3.2 潜在问题的解决办法

本文提出了仅用一次特征分解及适当的数学变换来求得信息矩阵 B, Φ, S , 从而解决常规间接法中采用两次特征分解所引发的参数估计失效问题.

解决办法是由频域数据矩阵 X, Y 构造矩阵:

$$R_X = X \cdot X^H = B \cdot S \cdot S^H \cdot B^H \quad (7)$$

$$R_{YX} = Y \cdot X^H = B \cdot \Phi \cdot S \cdot S^H \cdot B^H \quad (8)$$

由 B 为列满秩矩阵, 所以 B 有左逆 $(B^H \cdot B)^{-1} \cdot B^H$, 在式 (7) 两边同时左乘 B 的左逆, 得: $(B^H \cdot B)^{-1} \cdot B^H \cdot R_X = (B^H \cdot B)^{-1} \cdot B^H \cdot B \cdot S \cdot S^H \cdot B^H = S \cdot S^H \cdot B^H$, 将此式代

入式 (8)，得：

$$R_{YX} = Y \cdot X^H = B \cdot \Phi \cdot (B^H \cdot B)^{-1} \cdot B^H \cdot R_X \tag{9}$$

因为 R_X 是 Hermite 矩阵, 所以 R_X 必存在酉相似对角分解: $R_X = U \cdot \Lambda \cdot U^H$, 其中 Λ 为主对角阵, 主对角线元素包含 R_X 的所有特征值. 因此 R_X 的逆矩阵为 $R_X^{-1} = U \cdot \Lambda^{-1} \cdot U^H$, Λ^{-1} 为 Λ 阵的逆阵. 在式 (9) 两边右乘 $R_X^{-1} \cdot B$, 得: $R_{YX} \cdot R_X^{-1} \cdot B = B \cdot \Phi \cdot (B^H \cdot B)^{-1} \cdot B^H \cdot R_X \cdot R_X^{-1} \cdot B = B \cdot \Phi$, 设 $E = R_{YX} \cdot R_X^{-1}$, 则有

$$E \cdot B = B \cdot \Phi \tag{10}$$

因此, 构造出矩阵 E , 对 E 做特征分解, 就可得到 B, Φ , 然后对式 (5) 两边同时左乘 B 的左逆就可以得到矩阵 S . 由 B, Φ, S 就可求出各单频信号的三维参数.

3.3 关于各单频信号三维参数配对的一点解释

前已述及, 由 Φ 阵主对角线上第 i ($i = 1, 2, \dots, q$) 个元素可以求出第 i 个单频信号的基频段模拟频率 F_i , 由 B 阵的第 i 列可以求出此单频信号在圆阵坐标系中的波达方向, 由 S 阵第 i 行可以解出此单频信号的数字频率 f_i , 进而更精确地估计出来波中第 i 个单频信号的模拟频率 F_{bi} . 问题是, 按照 3.2 节中方法, 对 E 阵做特征分解, 可以得到矩阵 B, Φ , 而 Φ 阵的主对角线元素与 B 阵的列向量是一一对应的, 那么通过式 $X = B \cdot S$ 求 S 阵时, 是否可以使 S 阵的行向量与 Φ 阵的主对角线元素对应, 从而保证每个信号各参数的配对关系不变呢? 可以肯定, 每个信号各参数配对关系不变.

证明如下: 设 I_1 是单位阵 I 按某种规律做行互换后得到的矩阵, 则 I_1 也是单位阵 I 按此规律做列互换后得到的矩阵, 且 $I_1 \cdot I_1 = I$, 因此 $X = B \cdot S = B \cdot I_1 \cdot I_1 \cdot S$, 而 $B \cdot I_1$ 相当于按上述规律对 B 做列互换, $I_1 \cdot S$ 相当于按此规律对 S 做行互换, 因此当 B 按某种规律做列互换后, 由 $X = B \cdot S$ 求出的 S 阵必然按同样规律做了行互换, 而 B 阵的列向量一一对应于 Φ 阵的主对角线元素, 这就保证了 S 阵的行向量也一一对应于 Φ 阵的主对角线元素, 所以参数配对关系不变.

4 计算机仿真结果

对 3.2 节中方法仿真. 圆阵半径取 0.075 m, 8 阵元, 延时 $\tau = 0.5$ ns. $F_s = 250$ MHz, 估测对象为时域混叠的单频信号, 对采样信号做 FFT 变换时用 256 点 FFT 变换. 来波为含有加性白噪声的 4 个单频信号的时域混叠信号, 噪声电平以基带信噪比表示, 这些信号欠采样后的频谱或镜向频谱在 0~125 MHz 内靠得很近, 其最小间距为 1 MHz. 各单频信号参数如表 1 所示, 此处, F_j 是各信号射频频率, f_j, f_j^a 分别是各信号的基频段模拟频率和它们在 0~125 MHz 内的镜向频率, θ_j, φ_j 分别是各信号的波达方位角和仰角.

表 1 各信号实际参数

信号序号 j	F_j (GHz)	f_j (MHz)	f_j^a (MHz)	θ_j ($^\circ$)	φ_j ($^\circ$)
1	(2/7).830	830	80	160	60
2	(2/7).579	579	79	80	45
3	(2/7).419	419	81	150	30
4	(2/7).668	668	82	240	15

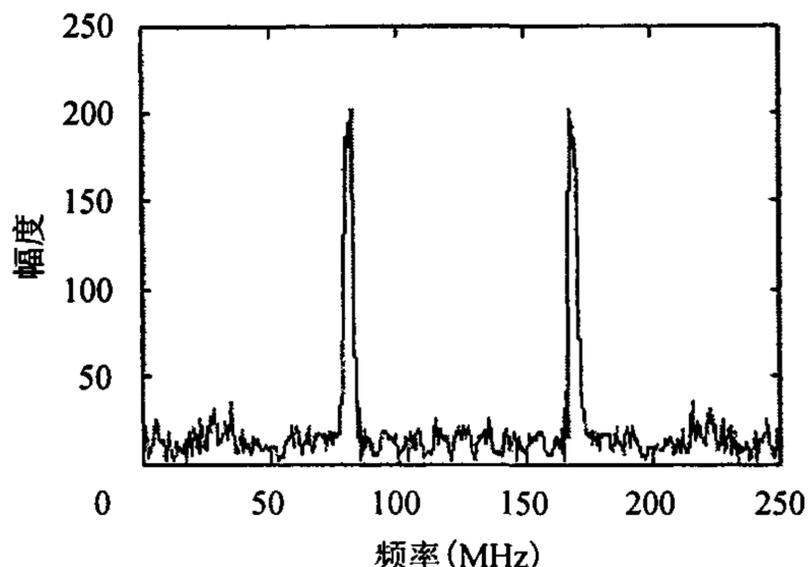


图4 信噪比为 0 dB 时的来波信号 (包含 4 个单频信号) 幅度谱

进行 500 次独立仿真试验, 统计结果如表 2~表 9 所示. 表 2~表 5 为 7~8 GHz 内各单频信号参数估计的统计结果; 表 6~表 9 为 2~3 GHz 内各单频信号参数估计的统计结果. 表中 \bar{f} , $\bar{\theta}$, $\bar{\varphi}$ 是相应参数估计值的统计均值, σ_f , σ_θ , σ_φ 是相应统计量的标准差.

表 2 7~8 GHz 内单频信号 1 参数估计的统计结果

SNR (dB)	\bar{f} (MHz)	σ_f (MHz)	$\bar{\theta}$ (°)	σ_θ (°)	$\bar{\varphi}$ (°)	σ_φ (°)	有效估计次数
15	830.002	0.003704	160.0032	0.0584	59.9845	0.0724	500
10	830.006	0.006671	159.9937	0.1071	59.9862	0.1341	500
5	830.008	0.01303	159.9997	0.1814	59.9654	0.2293	500
0	830.015	0.02477	160.0003	0.3129	59.9774	0.4012	497

表 3 7~8 GHz 内单频信号 2 参数估计的统计结果

SNR (dB)	\bar{f} (MHz)	σ_f (MHz)	$\bar{\theta}$ (°)	σ_θ (°)	$\bar{\varphi}$ (°)	σ_φ (°)	有效估计次数
15	668.001	0.004825	240.0127	0.1141	14.9971	0.0507	500
10	668.005	0.008919	240.0085	0.1965	14.9995	0.0882	500
5	668.011	0.01576	240.0346	0.3518	15.0044	0.1518	500
0	668.025	0.02989	239.9764	0.6239	15.0028	0.2880	481

表 4 7~8 GHz 内单频信号 3 参数估计的统计结果

SNR (dB)	\bar{f} (MHz)	σ_f (MHz)	$\bar{\theta}$ (°)	σ_θ (°)	$\bar{\varphi}$ (°)	σ_φ (°)	有效估计次数
15	579.002	0.003629	80.0009	0.0623	44.9987	0.0679	500
10	579.006	0.007239	79.9955	0.1083	45.0053	0.1194	500
5	579.010	0.01254	80.0175	0.1883	44.9948	0.2180	500
0	579.019	0.02284	79.9576	0.3451	45.0334	0.3788	493

表 5 7~8 GHz 内单频信号 4 参数估计的统计结果

SNR (dB)	\bar{f} (MHz)	σ_f (MHz)	$\bar{\theta}$ (°)	σ_θ (°)	$\bar{\varphi}$ (°)	σ_φ (°)	有效估计次数
15	419.001	0.004038	150.0067	0.0940	30.0064	0.0315	500
10	419.005	0.007428	150.0221	0.1628	30.0078	0.0574	500
5	419.009	0.01465	149.9834	0.2938	30.0097	0.1042	500
0	419.018	0.02725	150.0218	0.5547	30.0095	0.1814	490

表 6 2~3 GHz 内单频信号 1 参数估计的统计结果

SNR (dB)	\hat{f} (MHz)	σ_f (MHz)	$\hat{\theta}$ ($^\circ$)	σ_θ ($^\circ$)	$\bar{\varphi}$ ($^\circ$)	σ_φ ($^\circ$)	有效估计次数
15	830.001	0.004245	160.005	0.1335	60.0376	0.1452	500
10	830.006	0.00822	159.988	0.2605	60.0524	0.2743	500
5	830.009	0.01490	160.017	0.4508	60.0647	0.4654	500
0	830.019	0.03016	160.030	0.7534	60.0874	0.8265	500

表 7 2~3 GHz 内单频信号 2 参数估计的统计结果

SNR (dB)	\hat{f} (MHz)	σ_f (MHz)	$\hat{\theta}$ ($^\circ$)	σ_θ ($^\circ$)	$\bar{\varphi}$ ($^\circ$)	σ_φ ($^\circ$)	有效估计次数
15	668.001	0.005810	239.918	0.5242	14.9869	0.1638	500
10	668.004	0.01109	239.907	0.9059	14.9965	0.2679	500
5	668.010	0.01992	239.8549	1.3341	15.0048	0.4665	500
0	668.027	0.03731	239.7214	1.7521	15.0391	0.8781	500

表 8 2~3 GHz 内单频信号 3 参数估计的统计结果

SNR (dB)	\hat{f} (MHz)	σ_f (MHz)	$\hat{\theta}$ ($^\circ$)	σ_θ ($^\circ$)	$\bar{\varphi}$ ($^\circ$)	σ_φ ($^\circ$)	有效估计次数
15	579.001	0.004437	80.0010	0.1206	45.0106	0.1709	500
10	579.005	0.00818	80.0177	0.2004	45.0399	0.2976	500
5	579.011	0.01416	80.0145	0.3747	45.0081	0.4725	500
0	579.018	0.02942	79.9922	0.6772	45.0388	0.9425	500

表 9 2~3 GHz 内单频信号 4 参数估计的统计结果

SNR (dB)	\hat{f} (MHz)	σ_f (MHz)	$\hat{\theta}$ ($^\circ$)	σ_θ ($^\circ$)	$\bar{\varphi}$ ($^\circ$)	σ_φ ($^\circ$)	有效估计次数
15	419.001	0.005115	149.9979	0.3311	29.9964	0.1484	500
10	419.006	0.01003	150.0397	0.5828	29.9969	0.2650	500
5	419.010	0.01755	150.0358	0.9653	29.9782	0.4685	500
0	419.026	0.03393	150.0616	1.1225	30.0246	0.8193	500

5 结论

本文对一种基于均匀圆阵模型的多信号多参数估计算法中存在的参数配对问题做了深入分析探讨, 通过对该算法进行合理改进, 解决了这一潜在问题. 使算法处理过程更合理, 进一步提高了算法的可靠性, 实验结果验证了我们所做的算法改进的可行性和合理性.

参 考 文 献

- [1] 斯德谊, 刘荣科, 程岱松, 沈士团, 周荫清. 时空欠采样宽频段信号频率和二维角估计方法. 电子学报, 2000, 28(3): 9-12.
- [2] 张贤达. 现代信号处理 (第二版). 北京: 清华大学出版社, 2002: 90-93.
- [3] Zoltowski M D, Mathews C P. Real-time frequency and 2-D angle estimation with Sub-Nyquist spatio-temporal sampling. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1994, SP-42(10): 2781-2794.

李 毅: 男, 1976 年生, 硕士生, 主要从事通信系统仿真、设计及阵列信号处理方面的研究工作.

关德新: 男, 1940 年生, 教授, 硕士生导师, 主要从事信号处理方面的研究工作.

秦洪新: 男, 1973 年生, 硕士生, 主要从事通信系统算法方面的研究工作.