

时空欠采样宽频段信号频率和二维角估计方法

斯德谊, 刘荣科, 程岱松, 沈士团, 周荫清

(北京航空航天大学 204 教研室, 北京 100083)

摘 要: 本文提出了一种时空欠采样宽频段(2~18GHz)信号频率、方位角和仰角三维参数估计方法. 该方法采用均匀圆阵和阵元延时, 可在时间欠采样条件下实现频率无模糊估计; 在空间欠采样条件下, 用整数搜索法实现方位角和仰角无模糊估计, 且频率、方位角和仰角估计可自动配对. 该方法不仅可用于二阶统计量阵元空间和 DFT 波束空间, 而且还可用于四阶累积量, 可在高斯白或色噪声背景下, 估计非高斯信源的参数. 在 DFT 波束空间、阵元数相同和最大孔径相当时, 该方法方位角和仰角估计的方差比 L 阵方法的方差小 1~2 个数量级. 仿真实验表明了算法的有效性.

关键词: 时空欠采样; 四阶累积量; 三维参数估计; 自动配对; 高斯噪声

中图分类号: TN971

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112 (2000) 03-0009-04

Frequency Angle 2D Angle Estimation of Wide Frequency Band Signals with Sub-Nyquist Spatio-temporal Sampling

SI De-yi, LIU Rong-ke, CHENG Dai-song, SHEN Shi-tuan, ZHOU Yin-qing

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

Abstract: A method is presented for estimation of the frequency, azimuth and elevation angles of the signal over a very wide frequency band (2~18GHz) with sub-Nyquist spatio-temporal sampling. Using a uniform circular array and antennas time-delaying, it can provide unambiguous frequency estimation under temporal undersampling, and provides unambiguous azimuth and elevation estimation using integer search algorithm under spatial undersampling. The estimations of azimuth and elevation and corresponding frequency are automatically paired. It not only can use second-order statistics in element space or DFT beamspace, but also can use fourth-order cumulants to estimate the parameters of non-Gaussian sources in Gaussian white or colored noises. The variance of the azimuth and elevation estimates of this method is 1~2 orders less than that of L-shaped array algorithm under the same antenna numbers and the maximum aperture in DFT beamspace. Simulations are presented to show the capabilities of the algorithm.

Key words: sub-Nyquist spatio-temporal sampling; fourth-order cumulants; three dimensional parameters estimation; automatic pair; Gaussian noise

1 引言

来波信号频率、仰角和方位角三维参数估计, 是电子战和电子侦察领域的一个新型的研究方向, 在国内外尚处于初步研究阶段^[1~5]. 国外有采用非均匀 L 阵、阵元延时、FFT 技术和 ESPRIT 算法提出了一种信号频率、仰角和方位角三维参数估计方法^[1], 虽然非均匀 L 阵经精心设计是无方向模糊的阵列, 但 L 阵不是中心对称的, 且该方法在估计 x 轴方向余弦时仅利用了 x 轴上阵元的信息, 估计 y 轴方向余弦时亦然, 没利用所有阵元的信息, 使得方向估计精度降低. 现拟寻找一种方法可利用所有阵元信息估计来波方向, 以提高估计精度. 文献[2]提出了另一种无方向模糊的均匀圆阵(阵元数大于 6), 均匀圆阵是一种中心对称的阵列, 它有许多优异的特性, 如无左右模糊、分辨性能与方向无关等.

借鉴文[1], 针对均匀圆阵, 提出了一种适用于均匀圆阵的时空欠采样宽频段来波信号频率和二维角估计算法; 为了减小计算量和采用并行处理技术, 把该算法推广到 DFT 波束空间, 只要对波峰附近的数据进行处理, 大大减小了矩阵的维数, 并且各个波峰可同时并行处理. 这些方法都是基于高斯白噪声背景的假设, 当观测噪声为有色噪声时, 性能明显下降甚至失效. 四阶累积量具有分离高斯噪声(白或色噪声)背景中非高斯信号的能力. 文[3, 4]提出了基于四阶累积量来波方向估计算法, 它们采用了 MUSIC 类方法, 需要进行运算量极大的谱峰搜索. 文[5, 6]提出和分析了适用于均匀线阵的四阶累积量 ESPRIT 算法, 大大地减少了运算量. 本文通过构造特殊的四阶累积量矩阵, 利用四阶累积量的性质, 把四阶累积量 ESPRIT 算法进一步推广到时空欠采样三维参数估计中.

收稿日期: 1998-10-19; 修订日期: 1999-06-05

基金项目: 国防预研科学基金及航空九五预研课题

最后把上述三种时空欠采样三维参数估计算法归纳为统一的形式,即时空欠采样宽频段(2~18GHz)信号频率和二维角估计方法.该方法先把2~18GHz的频谱分解为带宽1GHz的16个频段,再用混频器变换到0~1GHz的基频段,基频段的输出信号一路直接送到采样率为250MHz的A/D变换器,另一路经过延时后,小于等于2倍基频段最高频率对应的周期,再送到采样率为250MHz的A/D变换器.通过构造:

二阶统计量阵元空间法:第一路信号的协方差矩阵和两路信号的互协方差矩阵; 二阶统计量 DFT 波束空间法:两路信号都先经 DFT 处理,在某一波峰附近的 L 个频点,构造第一路信号的协方差矩阵和两路信号的互协方差矩阵; 四阶累积量法:第一路信号的四阶累积量矩阵和两路信号的互四阶累积量矩阵.再由上述构造的两个矩阵构造一个特殊的矩阵,该矩阵的第 i 个(i 小于等于信号源个数)较大特征值与第 i 个来波频率相对应,第 i 个特征向量与第 i 个来源方向矢量相对应.利用特征值和特征向量一一对应关系,实现频率和角度估计的自动配对.利用特征向量信息,先用整理搜索法,消除空间欠采样引起的整周模糊,再解超定方程可得到方位角和仰角的估计,实现方位角和仰角估计自动配对.

2 阵列结构

设有 P 个窄带统计独立的零均值的信号入射到阵元数为 $M(M>6)$ 的均匀园阵,则该均匀园阵为无方向模糊阵列,阵元输出信号一路直接采样,另一路经过处延时后采样,两路阵列输出的信号矢量分别为:

$$x(n) = [x_1(n), x_2(n), \dots, x_M(n)]^T = A s(n) \quad (1)$$

$$y(n) = [y_1(n), y_2(n), \dots, y_M(n)]^T = A s(n) \quad (2)$$

其中: $A = \text{diag}(e^{-j2\pi F_1}, \dots, e^{-j2\pi F_P})$; $s(n) = [s_1(n)e^{j2\pi f_1 n}, s_2(n)e^{j2\pi f_2 n}, \dots, s_P(n)e^{j2\pi f_P n}]^T$; $A = [a(F_1, \phi_1), a(F_2, \phi_2), \dots, a(F_P, \phi_P)]$; $a(F_i, \phi_i) = [e^{j\phi_{i,1}}, e^{j\phi_{i,2}}, \dots, e^{j\phi_{i,M}}]^T$; F_i 为第 i 个信号变换到基频段的模拟频率(0~1000MHz), $s_i(n)$ 为第 i 个复信号幅度第 n 点采样值, $\phi_{im} = (2\pi / \lambda_i) \cos(\phi_i - 2\pi(m-1)/M) \sin \phi_i$ 为第 i 个信号第 m 个阵元相对坐标原点的相位延迟, λ_i 为第 i 个信号波长, ϕ_i 和 ϕ_i 分别为第 i 个信号方位角和仰角, r 为园阵半径.

3 矩阵构造

3.1 二阶统计量阵元空间法协方差矩阵

$x(n)$ 的自协方差及 $y(n)$ 和 $x(n)$ 的互协方差分别为

$$C_{2X} = E\{x(n)x^H(n)\} = AC_{2S}A^H \quad (3)$$

$$C_{2YX} = E\{y(n)y^H(n)\} = A C_{2S}A^H \quad (4)$$

其中: $C_{2S} = E\{s(n)s^H(n)\}$

3.2 二阶统计量 DFT 波束空间法协方差矩阵

假设每个信号幅度不变,并设为 A_i , $i=1, 2, \dots, P$. 将每个阵元的输出和延时输出作 N 点的 FFT(N 为 2 的整数幂),考虑处于某一峰值 K_0 周围的 L 个频率点, $L=2R+1$, R 为正整数,构成 L 维列向量: $x_{DM} = \sum_{i=1}^q A_i e^{j\phi_{im}} d(f_i)$,

$$y_{DM} = \sum_{i=1}^q A_i e^{j\phi_{im}} e^{-j2\pi F_i d(f_i)}, \text{ 其中:}$$

$$d(f_i) = [g(f_i - (K_0 - R)/N), \dots, g(f_i - K_0/N), \dots, g(f_i - (K_0 + R)/N)]^T; g(f) = e^{-j(N-1)f} \sin(Nf)/\sin(f).$$

设 $\phi_{ij} = 0.5A_i g(f_i - (K_0 - (R+1-j)/N))$, $j=1, \dots, L$; $i=1, \dots, q$; $q \leq P$, q 表示对在数字频率 K_0/N 附近,产生峰值作出贡献的信号源的数目.在 DFT 波束空间构造数据矩阵: $X_D = [x_{D1} \ x_{D2} \ \dots \ x_{DM}]^T = A_D S_D$, $Y_D = [y_{D1} \ y_{D2} \ \dots \ y_{DM}]^T = A_D S_D$, 其中: A_D 为 $M \times q$ 矩阵,其第 m 行第 i 列元素为 $e^{j\phi_{im}}$; S_D 为 $q \times L$ 的矩阵,其第 i 行第 l 列元素为 ϕ_{il} .

阵元空间自协方差阵及互协方差阵估计分别为

$$C_{2DX} = X_D X_D^H = A_D C_{2DS} A_D^H \quad (5)$$

$$C_{2DXY} = Y_D X_D^H = A_D C_{2DS} A_D^H \quad (6)$$

其中: $C_{2DS} = S_D S_D^H$

3.3 四阶累积量法矩阵

第一路信号的四阶累积量矩阵 C_{4X} 为 $M \times M$ 矩阵,其第 i 行第 j 列元素为:当 $i \geq j$, $c(x_i, x_j^*, x_i, x_j^*)$; 当 $i < j$, $c(x_i, x_i^*, x_j, x_j^*)$. 两路信号的互四阶累积量矩阵 C_{4YX} 为 $M \times M$ 矩阵,其第 i 行第 j 列元素为 $c(y_i, y_i^*, y_i, x_j^*)$, 其中 $c(x_i, x_j^*, x_k, x_l^*) \triangleq E(x_i, x_j^*, x_k, x_l^*) - E(x_i, x_j^*) E(x_k, x_l^*) - E(x_i, x_k) E(x_j^*, x_l^*) - E(x_i, x_l^*) E(x_j^*, x_k)$, $c(y_i, y_i^*, y_i, x_j^*) \triangleq E(y_i, y_i^*, y_i, x_j^*) - E(y_i, y_i^*) E(y_i, x_j^*) - E(y_i, y_i) E(y_i^*, x_j^*) - E(y_i, y_j^*) E(y_i^*, y_i)$

根据四阶累积量的性质,可以证明有

$$C_{4X} = A C_{4S} A^H \quad (7)$$

$$C_{4YX} = A C_{4S} A^H \quad (8)$$

其中: $C_{4S} = \text{diag}\{c(s_1, s_1^*, s_1, s_1^*), c(s_2, s_2^*, s_2, s_2^*), \dots, c(s_P, s_P^*, s_P, s_P^*)\}$

4 时空欠采样三维参数估计算法

将式(3)、(5)和(7)构造的矩阵统一记作 C_X , 将式(4)、(6)和(8)构造的矩阵统一记作 C_{YX} . 对 C_X 作特征分解 $C_X = \sum_{i=1}^q \lambda_i v_i v_i^H$, 其中 λ_i , $i=1, 2, \dots, q$, 为 C_X 的 q 个较大特征值, v_i 为其对应的特征向量. 构造一个特殊矩阵 $E = C_{YX} C_X^\#$, 其中 $C_X^\# = \sum_{i=1}^q \lambda_i^{-1} v_i v_i^H$, 则有 $EA = A$, 因为 $\text{rank}(E) = q$, 所以 E 的第 i 个对角元素和 A 的第 i 个列向量, 分别为 E 的第 i 个较大特征值和对应的特征向量.

由此可见,由 E 的 q 个主特征值可求得频率 F_i^a (0~1GHz) 的估值, $F_i^a = \frac{1}{2} |\arg(\mu_i)|$, $i=1, 2, \dots, q$. 进而由混频器的本振频率求得输入信号的实际频率的估值, 然后求得信号的波长估值. 而方位角与仰角的估计可通过下述的整数搜索法求得, 消除空间欠采样方向的模糊. 设 E 的第 i 个较大特征值对应的特征向量为 $u_i = [u_{i1}, \dots, u_{iM}]^T$, 为了减少搜索范围, 将 E 的特征向量 u_i 相邻元素相除求复角可得 $2\pi \angle (u_{i,m} \sin((2m-1)\pi) - u_{i,m} \cos((2m-1)\pi)) = \phi_{i,m} + 2\pi K_{i,m}$, $m=1, 2, \dots, M-1$ (9)

其中 $i, m = \arg [u_{im}/u_{i(m+1)}] \in [0, 2\pi)$, $i = \cos i \sin \phi_i$, $i = \sin i \sin \phi_i$, $C_i = (2\pi/i) \sin$, $= / M$, $K_{i,m}$ 为整数。

由于 $\sin(i - (2m-1)) \sin \phi_i \in [-1, 1]$, $m = 1, 2, \dots, M-1$, 所以 $-C_i - i, m/2 \leq K_{i,m} \leq C_i - i, m/2$, $m = 1, 2, \dots, M-1$ 。令 $K_{i,m}^{\min} = \text{ceiling}[-C_i - i, m/2]$, $K_{i,m}^{\max} = \text{floor}[C_i - i, m/2]$, $m = 1, 2$; $i = 1, 2, \dots, q$; 其中 $\text{ceiling}[z]$ 表示取比 z 大的最接近的整数, $\text{floor}[z]$ 表示取比 z 小的最接近的整数。整数搜索法就是 $K_{i,1}$, $K_{i,2}$ 分别在 $K_{i,1}^{\min} \sim K_{i,1}^{\max}$, $K_{i,2}^{\min} \sim K_{i,2}^{\max}$ 范围内进行搜索, 由式(9)中 $m = 1, m = 2$ 构成的方程组求得一组 i, i , 再代入式(9)求得 $K_{i,m}$, $m = 3, 4, \dots, M-1$, 然后计算

$$K_i = \sum_{m=3}^{M-1} |K_{i,m} - \text{round}(K_{i,m})| \quad (10)$$

函数 $\text{round}(z)$ 表示最接近 z 的一个整数。只有正确的 $K_{i,1}$ 和 $K_{i,2}$ 组合, $K_{i,m}$ ($m = 3, 4, \dots, M-1$) 才为整数, K_i 才能最小(趋近于零)。搜索所有 $K_{i,1}$ 和 $K_{i,2}$ 的组合, 计算 K_i 使 K_i 最小的 $K_{i,1}$ 和 $K_{i,2}$ 为正确的组合, 求得 i 和 i , 再代入(9)求得正确的 $K_{i,m}$, $m = 3, 4, \dots, M-1$ 。

为求解 i, i 的估值, 构造超定方程

$$B[i \quad i]^T = C \quad (11)$$

其中

$$B = 2 \begin{bmatrix} \sin & -\cos \\ \sin 3 & -\cos 3 \\ \dots & \dots \\ \sin(2M-3) & -\cos(2M-3) \end{bmatrix},$$

$$C = \begin{bmatrix} i_{i,1} + 2 K_{i,1} \\ i_{i,2} + 2 K_{i,2} \\ \dots \\ i_{i,M-1} + 2 K_{i,M-1} \end{bmatrix}$$

求解超定方程得

$$[i \quad i]^T = (B^T B)^{-1} B^T C \quad (12)$$

然后求得 i 和 ϕ_i 估值。

5 计算机仿真

为验证本文提出的方法的有效性, 进行了计算机仿真, 下面给出了部分仿真结果。每组由 100 次 Monte Carlo 实验组成。阵元数为 16, 半径为最小波长的 5 倍, $\Delta = 0.5\text{ns}$ 。仿真实验的方向估计均方根误差定义为

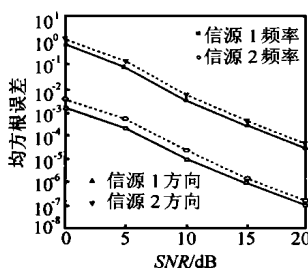


图 2 四阶累积量法估计的均方误差与信噪比关系

$$\hat{\alpha}_i = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{t=1}^N \left\{ (\hat{\alpha}_{it} - \alpha_i)^2 + (\hat{\phi}_{it} - \phi_i)^2 \right\}}, i = 1, 2, \dots, P$$

5.1 二阶统计量法

信号源选为: $(F_1, \phi_1) = (2400\text{MHz}, 180^\circ, 80^\circ)$; $(F_2, \phi_2) = (17800\text{MHz}, 210^\circ, 40^\circ)$; 噪声为高斯白噪声。阵元空间法和 DFT 波束空间法参数估计的均方根误差与信噪比关系如图 1(a) 和 (b) 所示。从图 1(a) 和图 1(b) 可以看出, 两种方法参数估计的均方根误差十分接近, 而 DFT 波束空间法, 可在峰值附近较小维数上处理, 并各个峰值可并行处理, 运算速度快。

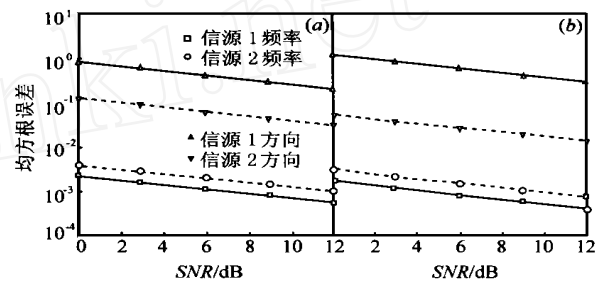


图 1 参数估计均方根误差与信噪比关系

5.2 四阶累积量法

信号源选为: $(F_1, \phi_1) = (2320\text{MHz}, 60^\circ, 70^\circ)$; $(F_2, \phi_2) = (2640\text{MHz}, 120^\circ, 40^\circ)$; 噪声是高斯白噪声通过二阶 AR 模型后产生的有色噪声: $w(n) = w(n-1) - 0.89w(n-2) + (n)$, 其中: (n) 为高斯白噪声, 参数估计的均方根误差与信噪比关系如图 2 所示, 从图中可以看出在高斯色噪声背景下, 该方法仍能有效地估计信号参数。

5.3 非均匀 L 阵方法和均匀圆阵方法(DFT 空间法)估计性能比较

均匀圆阵阵元数为 8, 直径为 10.6 厘米, 非均匀 L 阵阵元数为 9, 对角线长度为 15 厘米。每组做 100 次 Monte Carlo 实验, 均采用加性高斯白噪声。信号源选为: $(F_1, \phi_1) = (2560\text{MHz}, 30^\circ, 60^\circ)$; $(F_2, \phi_2) = (17590\text{MHz}, 50^\circ, 20^\circ)$; 两种阵列参数估计法频率、方位角和仰角的估计方差分别如图 3(a)、(b) 和 (c) 所示, 从图 3(a) 中可以看出, 两种方法频率估计的方差基本相同, 从图 3(b~c) 中可以看出, 圆阵方法的方位角和仰角估计的方差比非均匀 L 阵法的方差小 1~2 个数量级。

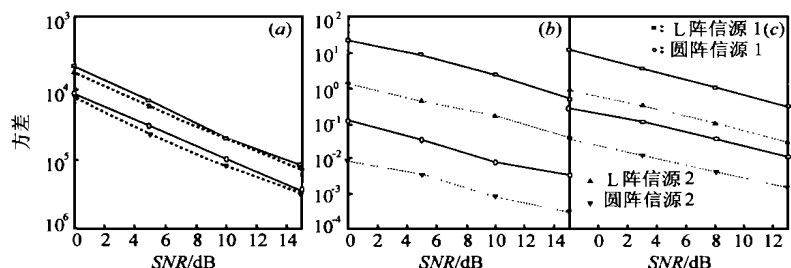


图 3 L 阵和圆阵信源参数估计方差对比

6 结论

1. 本文提出的方法采用均匀圆阵(阵元数大于 6)和阵元延时可实现宽频段信号频率和二维角估计. 通过对构造矩阵的特征分解, 完成参数的估计和自动配对, 不需谱峰搜索, 运算速度快. 该算法可在时间欠采样条件下实现频率无模糊估计, 在空间欠采样条件下, 用整数搜索法实现方位角和仰角无模糊估计, 且信号频率、方位角和仰角估计可自动配对.

2. 二阶统计量阵元空间法和 DFT 空间法可用于高斯白噪声环境; 四阶累积量法可用于高斯白或色噪声环境中非高斯信源, 可利用四阶累积量的盲高斯性, 有效抑制了高斯白或色噪声的影响.

3. 在阵元数相同(或非均匀 L 阵阵元多一)和最大孔径相当时, 圆阵的 DFT 空间方法方位角和仰角估计的方差比文[1]的非均匀 L 阵法的方差小 1~2 个数量级, 频率估计的精度基本相同.

4. 该算法可推广应用用于电子战宽频段无源测频测向一体化接收机工程研究中.

参考文献

- [1] M. D. Zoltowski, Cherian P. Mathews. Real-time frequency and 2-D angle estimation with sub-Nyquist spatio-temporal. IEEE Trans. on SP, October 1994, 42: 2781 ~ 2794
- [2] 肖先赐. 空间谱估计测向技术应用前景. 电子对抗国防重点实验室论文集, 1994
- [3] 魏平, 肖先赐. 基于四阶累积量的阵列扩展. 电子科学学刊, 1997, 19(6): 745 ~ 750
- [4] B. Porat, B. Friedlander. Direction finding algorithms based on high order statistics, IEEE Trans. on SP, Sept, 1991, 39: 2016 ~ 2023
- [5] H. H. Chiang and C. L. Nikias. The ESPRIT algorithm with higher-order statistics. in Proc. Vail Workshop Higher-Order Spectral Anal., Vail, CO, June 1989, 163 ~ 168

- [6] Norman Yuen, Benjamin Friedlander. Asymptotic Performance Analysis of ESPRIT, Higher Order ESPRIT Algorithms. IEEE Trans. on SP, October 1996, 44: 2537 ~ 2550



斯德谊 32 岁, 在职博士生, 副教授, 中国

电子学会高级会员. 1986 年 7 月毕业于北京航空航天大学电子工程系, 89 年 2 月获工学硕士学位, 留校工作, 94 年晋升为副教授. 现主要从事多维谱估计、高分辨测向和阵列信号处理、扩频通信等科研工作, 曾获原航空航天部科技进步二等奖 2 项, 在核心刊物和学术会议上发表论文 20



刘荣科 25 岁, 通信与信息系统专业博士研究生, 主要从事现代通信、图像处理和现代信号处理等科研工作, 在核心刊物发表论文四篇.

程岱松 23 岁, 通信与信息系统专业硕士研究生, 主要从事阵列信号处理和扩频通信系统等科研工作.

(上接第 45 页)

参考文献

- [1] D. R. Wehner. High-Resolution Radar (2nd ed). London: Artech House, 1994, Chapt. 5
- [2] R. P. Bocker, S A Jones. ISAR motion compensation using the burst derivative measure as a focal quality indicator. Inter. Journal of Imaging and Technology, 1992, 4: 285 ~ 297

- [3] B. C. Flores, S Tariq, J S Son. Image focus quality indicators for efficient inverse synthetic aperture radar phase correction. Proc. SPIE, 1996, 2757: 2 ~ 13
- [4] D. R. Wehner. High-Resolution Radar (2nd ed). London: Artech House, 1994, Chapt. 7
- [5] Mitchell R. L. Models of extended targets and their coherent radar images. Proc. IEEE, 1974, 62(6): 754 ~ 758