

宽带非高斯信号的二维波达方向估计方法¹

单志龙 季飞 韦岗

(华南理工大学电子与信息学院 广州 510640)

摘要: 该文提出了一种解决宽带非高斯信号二维波达方向估计的方法。该方法利用相干信号子空间方法把宽带的阵列频域数据四阶累积量聚焦到同一个参考频段下,然后利用基于信号空时特征结构的时空 DOA 矩阵方法来进行二维 DOA 估计。理论上证明该方法在高斯噪声环境下对宽带非高斯信号都具有很好的估计性能,通过计算机仿真也验证了该方法的有效性。

关键词: 二维波达方向, 高阶累积量, 非高斯信号, 宽带信号

中图分类号: TN911.23 **文献标识码:** A **文章编号:** 1009-5896(2004)03-0484-05

A Method to Wideband Non-Gaussian 2-D DOA Estimation

Shan Zhi-long Ji Fei Wei Gang

(South China University of Technology, Guangzhou 510640, China)

Abstract A method is proposed to solve the estimation of wideband non-Gaussian 2-D DOA in this paper. Coherent Signal-subspace Method(CSM) is used to focus the higher order statistics signal subspace at different frequency bins into a predefined subspace, then space-time DOA matrix method is used to estimate the 2-D DOA. The study and the simulation analysis indicate that the method is efficient in the wideband Gaussian noise environment.

Key words 2-D DOA, High order statistics, Non-Gaussian signal, Wideband signal

1 引言

近年来,为了克服现有系统诸如同道干扰、系统容量有限等问题,人们引入了智能天线技术应用于基站,通过区分不同信号的波达方向(Direction-Of-Arrival, DOA)在蜂窝通信中实现空分多址(Space Division Multiple Access, SDMA)^[1,2]。

目前许多 DOA 估计算法都是基于同一平面进行一维窄带 DOA 估计,而在将来,宽带信号将会被越来越多地用到以满足高数据速率的要求,因此宽带信号的 DOA 估计也越来越受到人们的重视^[3-6],其中相干信号子空间方法(CSM)被广泛应用,其基本思想就是利用聚焦矩阵把不同频域空间的方向矩阵变换到同一参考子空间中^[7]。

而实际通信中用户常处于三维空间中,因此他们的 DOA 需要用二维矢量角来表示。文献[8]中利用双平行线阵提出了 DOA 矩阵法,比较有效地解决了二维 DOA 估计的问题。在此基础上,文献[9,10]提出了一种基于信号空时特征结构的时空 DOA 矩阵方法。这些方法都是基于阵列接收信号的二阶统计量而提出的。所有二阶统计量的方法都有一个接收信号为高斯信号的基本前提假设^[3],而在实际应用中阵列接收的信号往往是非高斯的,于是有人提出用高阶累积量来研究窄带非高斯信号的二维波达方向估计问题^[11],但没有考虑宽带信号的情况。本文对宽带非高斯信号的二维波达方向估计进行了研究,利用高阶累积量抑制高斯噪声的良好性质,提出了一个解决的方法。该方法利用 CSM 把宽带的阵列频域数据四阶累积量聚焦到同一个参

¹ 2002-11-12 收到, 2003-04-10 改回

国家自然科学基金(60101002), 教育部博士点基金(20010561007)资助课题

考窄带子空间中，然后利用基于信号空时特征结构的时空 DOA 矩阵方法来进行二维 DOA 估计。

2 理论分析

2.1 阵列模型

阵列模型和 DOA 几何关系如图 1 和图 2 所示。图 1 中 x 轴上 M 个阵元组成子阵 1，用黑色圆圈表示；子阵 2 平行于子阵 1，但它只有一个实阵位于 y 轴上，其他的都为虚拟阵，用白色圆圈表示。两子阵间距为 d ，两相邻阵元间距为 D 。设 K 个具有相同中心频率 f_0 和带宽的宽带信号源入射该阵列，其 DOA 矢量角分别为 $(\Omega_1, \Omega_2, \dots, \Omega_K)$ ，其中 $\Omega_k = (\alpha_k, \beta_k)$ ， α_k 、 β_k 分别为第 k 个信号源的入射方向与 x 轴和 y 轴的夹角。子阵 1 上第 i 个阵元的输出为

$$x_i(t) = \sum_{k=1}^K S_k(t + (i - 1)\tau_{1k}) + n_i(t) \tag{1}$$

其中 $S_k(t)$ 为第 k 个信源信号，以原点处的阵元为参考点，则 $\tau_{1k} = D \cos(\alpha_k)/c$ 表示子阵 1 阵元间的相对时延， c 是波的传播速度， $n_i(t)$ 表示子阵 1 中第 i 个阵元上的加性高斯噪声。同

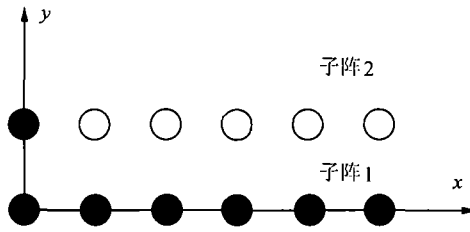


图 1 虚双线性平行阵

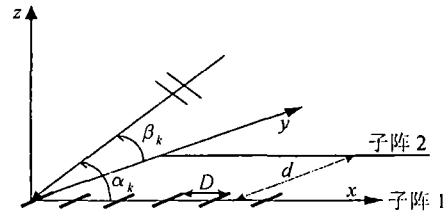


图 2 虚双线性平行阵几何关系

理，子阵 2 上实阵元输出为

$$y(t) = \sum_{k=1}^K S_k(t + \tau_{2k}) + n_y(t) \tag{2}$$

其中 $\tau_{2k} = d \cos(\beta_k)/c$ 表示两子阵之间的相对时延， $n_y(t)$ 为子阵 2 实阵元上的加性高斯噪声。

阵列输出向量经过 FFT 可分解为 J 个互不重叠的窄带部分，即由式 (1), (2) 可以得到

$$\mathbf{X}(f_j) = \mathbf{A}(f_j)\mathbf{S}(f_j) + \mathbf{N}(f_j) \tag{3}$$

$$y(f_j) = \sum_{k=1}^K S_k(f_j)e^{j2\pi f_j \tau_{2k}} + n_y(f_j) \tag{4}$$

式中 $\mathbf{S}(f_j)$ 和 $\mathbf{N}(f_j)$ 分别为频率 f_j 处的 K 维信源信号矢量和 M 维高斯噪声矢量， $\mathbf{A}(f_j)$ 为频率 f_j 处的方向矩阵，它的表达形式为

$$\mathbf{A}(f_j) = [\mathbf{a}(f_j, \alpha_1), \mathbf{a}(f_j, \alpha_2), \dots, \mathbf{a}(f_j, \alpha_K)] \tag{5}$$

其中 $\mathbf{a}(f_j, \alpha_k)$ 是第 k 个信号源的方向矢量，它有如下形式：

$$\mathbf{a}(f_j, \alpha_k) = [1, e^{j2\pi f_j \tau_{1k}}, \dots, e^{j2\pi f_j (M-1)\tau_{1k}}]^T \tag{6}$$

假设源信号与噪声间互不相关, $S_k(f_j)$ 之间四阶累积量统计独立, 即

$$\text{cum}\{S_k(f_j), S_l^*(f_j), S_m(f_j), S_n^*(f_j)\} = \begin{cases} C_{4, S_k, f_j}, & (k = l = m = n) \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (7)$$

2.2 波达方向估计方法

利用 CSM 方法, 通过 J 个聚焦矩阵 $T(f_j)$ 把不同频率处的方向矩阵变换到同一参考频段 f_0 下的矩阵, 即

$$T(f_j)A(f_j) = A(f_0) = A_0 \quad (8)$$

于是有

$$Z(f_j) = T(f_j)X(f_j) = T(f_j)A(f_j)S(f_j) + T(f_j)N(f_j) = AS(f_j) + N'(f_j) \quad (9)$$

设 $a_k(p)$ 是 $\mathbf{a}(f_0, \alpha_k)$ 的第 p 个元素, 且 $1 \leq p, q \leq M$. 由于四阶累积量对高斯噪声不敏感, 故有

$$\begin{aligned} C_{1, f_j}(p, q) &= \text{cum}\{z_1(f_j), z_1^*(f_j), z_p(f_j), z_q^*(f_j)\} \\ &= \text{cum}\left\{\sum_{k=1}^K S_k(f_j), \sum_{l=1}^K S_l^*(f_j), \sum_{m=1}^K S_m(f_j)a_m(p), \sum_{n=1}^K S_n^*(f_j)a_n^*(q)\right\} \\ &= \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^K \sum_{m=1}^K \sum_{n=1}^K a_m(p)a_n^*(q)\text{cum}\{S_k(f_j), S_l^*(f_j), S_m(f_j), S_n^*(f_j)\} \\ &= \sum_{k=1}^K C_{4, S_k, f_j} a_k(p)a_k^*(q) \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} C_{2, f_j}(p, q) &= \text{cum}\{y(f_j), z_1^*(f_j), z_p(f_j), z_q^*(f_j)\} \\ &= \text{cum}\left\{\sum_{k=1}^K S_k(f_j)e^{j2\pi f_j \tau_{2k}}, \sum_{l=1}^K S_l^*(f_j), \sum_{m=1}^K S_m(f_j)a_m(p), \sum_{n=1}^K S_n^*(f_j)a_n^*(q)\right\} \\ &= \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^K \sum_{m=1}^K \sum_{n=1}^K a_m(p)a_n^*(q)e^{j2\pi f_j \tau_{2k}} \text{cum}\{S_k(f_j), S_l^*(f_j), S_m(f_j), S_n^*(f_j)\} \\ &= \sum_{k=1}^K C_{4, S_k, f_j} a_k(p)a_k^*(q)e^{j2\pi f_j \tau_{2k}} \end{aligned} \quad (11)$$

由式 (10) 和 (11) 可以写出它们的矩阵形式如下:

$$C_{1, f_j} = A_0 D(f_j) A_0^H \quad (12)$$

$$C_{2, f_j} = A_0 \Phi(f_j) D(f_j) A_0^H \quad (13)$$

其中 $\Phi(f_j)$ 和 $D(f_j)$ 都为对角矩阵, 其表达式为

$$D(f_j) = \text{diag}[C_{4, S_1, f_j}, C_{4, S_2, f_j}, \dots, C_{4, S_K, f_j}], \quad \Phi(f_j) = \text{diag}[e^{j2\pi f_j \tau_{21}}, e^{j2\pi f_j \tau_{22}}, \dots, e^{j2\pi f_j \tau_{2K}}] \quad (14)$$

将所有累积量进行平滑处理, 即有

$$C_1 = \frac{1}{J} \sum_{j=1}^J A_0 D(f_j) A_0^H = A_0 D A_0^H \quad (15)$$

$$C_2 = \frac{1}{J} \sum_{j=1}^J A_0 \Phi(f_j) D(f_j) A_0^H = A_0 \Phi D A_0^H \quad (16)$$

当 $K < M$ 时, C_1 的秩为 K , 设 $\{\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_K\}$ 和 $\{\mu_1, \mu_2, \dots, \mu_K\}$ 分别为 C_1 的 K 个特征值和特征向量, 则 $C_1 = \sum_{i=1}^K \lambda_i \mu_i \mu_i^H$, 于是 C_1 的伪逆可以表示为

$$C_1^\# = \sum_{i=1}^K \lambda_i^{-1} \mu_i \mu_i^H \quad (17)$$

定义波达方向矩阵 C 如下:

$$C = C_2 C_1^\# \quad (18)$$

定理 如果 A_0 和 D 都满秩, Φ 无相同的对角元素, 则 Φ 对角线上的元素和方向矢量 A_0 分别为 C 的 K 个大特征值和相应的特征向量, 即

$$C A_0 = A_0 \Phi \quad (19)$$

证明见文献 [3]. 因此对 C 特征值分解后可以得到 A_0 和 Φ , 然后利用 A_0 的第 k ($k = 1, 2, \dots, K$) 个信号的导向矢量求得相应的 α_k , 再由 Φ 对角线上的元素即可求出对应的 β_k .

聚焦矩阵 $T(f_j)$ 可以把宽带信号转化为窄带信号, 因此它的选择显得非常关键. 聚焦矩阵一般都依赖于方向角的初始粗略估计, 在文献 [4] 中提出了不需要初始估计的一致聚焦矩阵. 本文中, $T(f_j)$ 由下式给出 [7]:

$$T(f_j) = U_j V_j^H \quad (20)$$

其中 U_j, V_j 是 $A(f_0) A^H(f_j)$ 的左、右奇异向量, $A(f_0)$ 是信号在中心频率处的方向矩阵.

3 数值仿真

子阵 1 取 $M = 8$ 个阵元, 子阵 2 只有一个实阵元. 假设有两个载频都为 $f_0 = 100\text{Hz}$, 带宽 $f_b = 40\text{Hz}$ 的宽带确定性非高斯信号入射到阵列上, 其入射角矢量分别为 $(30, 70)$ 和 $(50, 40)$. 设 $D = d = \lambda/2 = c/(2f_0)$, $\text{SNR} = 15\text{dB}$, 快拍次数为 1000. 设确定性宽带信号为

$$S_1(t) = [\sin(2\pi f_b t) / (\pi t)] e^{j2\pi f_0 t}, \quad S_2(t) = S_1(t - t_0) \quad (21)$$

其中 $t_0 = 0.125\text{s}$. 通过 FFT 把频宽分成 25 个窄带频率分量, 进行 20 次 Monte-Carlo 实验. 图 3 给出了宽带非高斯信号在高斯噪声下的实验结果, 可见该方法可以有效地抑制高斯噪声, 提取目标用户的 DOA, 其估计结果比较理想, 最大偏移角度误差为 6%. 图 4 是利用文献 [11] 的虚拟 DOA 循环矩阵方法对宽带非高斯信号进行估计的结果, 从图中可以看出, 对于宽带信号, 利用虚拟 DOA 循环矩阵方法进行估计会产生较大的失真, 该方法对宽带信号已经失效.

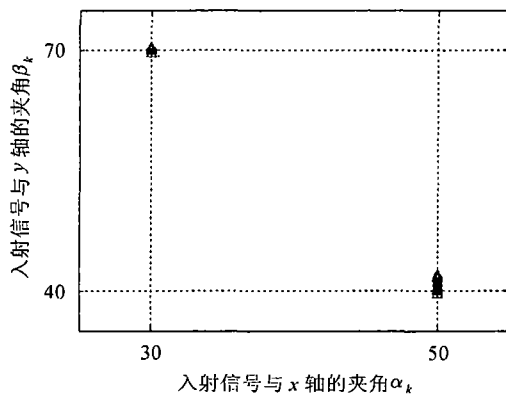


图3 本文方法 DOA 估计结果

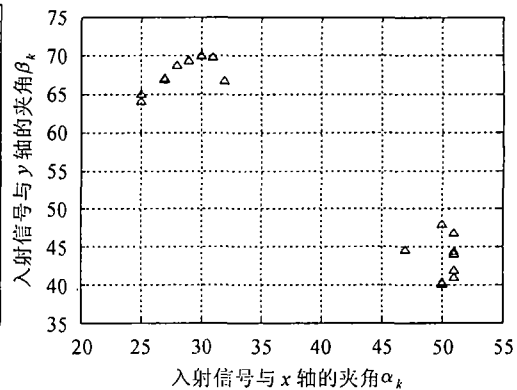


图4 宽带虚拟 DOA 循环矩阵法估计结果

4 结论

本文提出了一种解决宽带非高斯信号二维波达方向估计的方法,该方法通过相干信号子空间方法把宽带信号转换到窄带进行处理,它无需二维搜索,也不存在参数配对问题。利用虚拟阵元技术提高了阵列孔径利用率,利用高阶累积量所特有的性质,能够很好地抑制干扰,提高了算法的鲁棒性,对空间信号源的方向可以进行比较准确的估计,仿真实验证实了上述结论。

参 考 文 献

- [1] 潘涛,林家儒.智能天线技术在 TD-SCDMA 中的应用.电信快报, 2002, 4: 20-22.
- [2] 葛利嘉,路鸣.蜂窝通信的空分多址:概念、算法和性能.通信学报, 1999, 20(8): 52-62.
- [3] 雷中定,黄绣坤,张树京等.宽带非高斯信号波达方向的估计方法.电子学报, 1998, 26(10): 45-49.
- [4] 雷中定,黄绣坤,张树京等.宽带波达方向估计新方法及其性能分析.电子学报, 1998, 26(3): 58-61.
- [5] Bassias A. DOA estimation using coherent signal-subspace method based on fourth-order cumulants. IEEE Seventh SP Workshop on Statistical Signal and Array Processing, Quebec, Canada, 1994: 97-100.
- [6] Hwan J K, Jong S H, Hee Y D, et al. Cumulant based approach for direction-of-arrival estimation of wideband sources. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Baltimore, Maryland, 1996, 2: 1376-1379.
- [7] Hung H, Kaveh M. Focussing matrices for coherent signal-subspace processing. IEEE Trans. on Acoustic, Speech and Signal Processing, 1988, 36(8): 1272-1281.
- [8] Yin Q Y, Newcomb R W, Zou L H. Estimating 2-D angle of arrival via two parallel linear arrays. Proc. IEEE ICASSP, Glasgow, Scotland, 1989, 3: 2803-2806.
- [9] 金梁,殷勤业.时空 DOA 矩阵方法.电子学报, 2000, 28(6): 8-12.
- [10] 金梁,殷勤业.时空 DOA 矩阵方法的分析与推广.电子学报, 2001, 29(3): 300-303.
- [11] 姚敏立,蒋伯峰,殷勤业.基于高阶循环平稳特性的二维波达方向估计算法.信号处理, 1999, 15(4): 346-351.

单志龙: 男, 1976 年生, 博士生, 主要研究方向为智能天线、移动通信等。

季飞: 女, 1970 年生, 讲师, 博士, 主要研究方向为电磁场数值计算、智能天线等。

韦岗: 男, 1963 年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为通信与信号处理、神经网络、移动通信等。