

多径环境中二维波达方向估计的子空间平滑算法

张 辉^{1,2}, 葛临东¹, 李 蒙¹, 吴月娴¹

(1. 信息工程大学信息工程学院, 河南郑州 450002; 2. 空军工程大学电讯工程学院, 陕西西安 710077)

摘 要: 在双平行线阵的基础上, 提出了一种可在多径环境下估计二维波达方向的新算法. 算法充分利用了信号在空间和时间上的特性, 能估计的来波方向最多可达到 $(2M-1)(M-1)$ (M 为天线阵元对数), 估计过程中不需要角度搜索和参数配对过程, 而且能根据不同的用户对相干来波实现分组. 仿真试验结果证明了这种方法的有效性.

关键词: 多径; 二维波达方向; 四阶累计量; 波达方向矩阵

中图分类号: TN911 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2005)06-1077-04

Multipath 2-D Direction Finding with Subspace Smoothing Algorithm

ZHANG Hui^{1,2}, GE Lin dong¹, LI Meng¹, WU Yue xian¹

(1. The College of Information Engineering, The Information Engineering University, Zhengzhou, Henan 450002, China;

2. The College of Telecommunication Engineering, The Air Force Engineering University, Xi'an, Shaanxi 710077, China)

Abstract: Based on two parallel linear arrays, a new algorithm of 2-D direction finding under multipath environment is proposed which can estimate $(2M-1)(M-1)$ (M is the pair number of the arrays) directions at most, by sufficiently utilizing the temporal and spatial features of the signal, without the need of searching and parameter matching. In addition, this method can group the DOAs according to different users. Simulation results are provided which prove the validity.

Key words: multipath; 2-D direction finding; fourth order cumulants; DOA matrix

1 引言

在多径环境中进行波达方向估计时, 由于相干信号的存在, 按照接收数据协方差矩阵的特征分解划分信号子空间和噪声子空间时, 会发生信号子空间向噪声子空间的扩散, 信号子空间的秩就会小于信号源数目, 发生亏秩. 空间平滑及其改进算法^[1~4]是一类有效的解相干方法. 在移动通信环境中, 多径数目通常比较多, 采用空间平滑方法需要更多的阵列传感器, 这意味着通道数目的增加和成本的增加, 而且这类方法不能识别哪些多径来自于同一用户.

Egemen Gonen 等人提出的基于四阶累计量切片的 VES-PA 算法^[5], 及 N Yuen 和 B Friedlander 提出的 SV-DOA 算法^[6]以及文献[7]在一定程度上解决了这一问题, 能够估计更多的波达方向, 而且可以对来波按用户分组. 文献[8, 9]提出了一种适合于移动通信环境的子空间平滑算法, 先对来波方向进行分组, 然后利用移动通信中信号衰落的特性对每组的方向向量进行子空间平滑, 得到各组的来波方向. 文献[8]通过奥斯汀德克萨斯大学电子工程研究实验室的户外实验证明了移动通信环境假设和这种子空间平滑算法的正确性. 文献[10]又对这种子空间平滑算法做了一定的改进. 然而这种方法仍然需要一维搜索过程, 而且只适用于一维波达方向的估计.

在移动通信、无线电导航定位、雷达、声纳以及其他许多应用场合, 我们需要得到方位角的二维波达方向估计. 基于 MUSIC^[11, 12]的二维谱峰搜索和基于 ESPRIT^[13, 14]的二维参数估计方法在存在相干信号源的情况下不再有效. 殷勤业提出的波达方向矩阵法^[15]是一种基于双平行线阵的二维波达方向估计方法, 通过平滑可以解决相干源问题, 但也同样带来孔径损失, 使能够估计的数目减少, 也无法对来波分组. 文献[16]提出的算法是通过空间平滑, 构造一个大矩阵, 再由特征分解得到信号子空间. 但这种方法也同样会减小阵列孔径, 还需要进行大矩阵的特征分解以及参数配对过程.

本文在采用双平行线阵的基础上, 把两个平行子阵的接收数据合并成一个数据矩阵, 先利用文献[5~7]的方法把整个双平行线阵的二维广义方向矩阵估计出来, 然后巧妙地利用两个平行子阵位置关系和子空间平滑技术及移动通信环境的假设, 分组估计出所有的来波方向. 这种方法利用 M 对阵子能够估计出 $(2M-1)(M-1)$ 个波达方向, 而且估计过程中参数自动配对, 不需任何搜索. 这种方法把文献[8, 9]提出的子空间平滑算法成功的推广到了二维相干 DOA 的估计.

信号模型在论文的第二部给出, 第三部分介绍本文提出的子空间平滑算法, 第四部分通过计算机仿真结果验证算法的有效性, 最后给出结论.

2 多径信号模型

本文采用双平行线阵的阵列结构形式,如图1所示.两个子阵列分别称为 X 和 Y ,是规格相同的等距线阵.每个子阵列都有 M 个阵元,两相邻阵元沿 X 轴方向的间距为 dx ,两

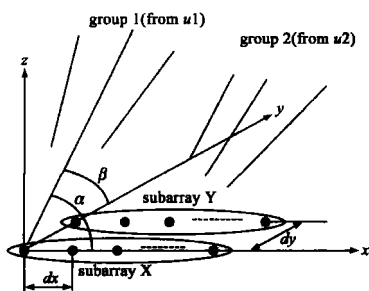


图1 天线阵列结构

子阵列的间距为 dy ,为了避免产生相位模糊,这里同样要求 dx 和 dy 均小于二分之一的载波波长.假设远场有 n_g 个独立的窄带非高斯信号源 $u_i(t)$,中心频率为 f_0 (对应波长为 λ),由于多径效应每个独立信源分别产生 p_i 个波前,到达天线阵列共有 $P(P = \sum_{i=1}^{n_g} p_i)$ 个波前.用 $(\alpha_{ik}, \beta_{ik})$ 表示第 i 个信号源的第 k 个路径的来波方向.在 X 和 Y 子阵上接收到的信号为:

$$X(k) = AS(k) + N_x(k), k = 1, 2, \dots, K \quad (1)$$

$$Y(k) = A\Phi S(k) + N_y(k), k = 1, 2, \dots, K \quad (2)$$

其中 K 是快拍次数, $N_x(k)$ 为 X 子阵上的零均值高斯白噪声,并且各阵元之间测量噪声统计独立, $N_y(k)$ 也满足这一假设. $X(k)$ 、 $Y(k)$ 、 $N_x(k)$ 和 $N_y(k)$ 均为 $M \times 1$ 的向量。 A 是 $M \times P$ 的未知方向矩阵。 Φ 为 $P \times P$ 的对角矩阵,包含有与 Y 轴的夹角的信息.

$$A = [A_1 \ A_2 \ \dots \ A_{n_g}]$$

$$A_i = [a(\alpha_{i1}) \ a(\alpha_{i2}) \ \dots \ a(\alpha_{ip_i})]$$

$$\Phi = \text{diag}(\Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_{n_g})$$

$$\Phi_i = \text{diag}[e^{j\frac{2\pi}{\lambda} dx \cos \beta_{i1}}, \dots, e^{j\frac{2\pi}{\lambda} dx \cos \beta_{ip_i}}]$$

$$S(k) = \begin{bmatrix} s_1(k) \\ s_2(k) \\ \vdots \\ s_P(k) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} c_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & c_2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & c_n \end{bmatrix}}_Q \underbrace{\begin{bmatrix} u_1(k) \\ u_2(k) \\ \vdots \\ u_{n_g}(k) \end{bmatrix}}_g$$

$c_i(p_i \times 1)$ 是对应于 $u_i(t)$ 的 p_i 个路径的衰减向量,其元素对应于各个路径的衰落因子.

显然

$$X(k) = AS(k) + N_x(k) = A\mathbf{Q}\mathbf{U} + N_x = \mathbf{B}_x\mathbf{U} + N_x$$

$$Y(k) = A\Phi S(k) + N_y(k) = A\Phi\mathbf{Q}\mathbf{U} + N_y = \mathbf{B}_y\mathbf{U} + N_y$$

$$\mathbf{B}_x = A\mathbf{Q} = [A_1c_1 \ A_2c_2 \ \dots \ A_{n_g}c_{n_g}]$$

$$\mathbf{B}_y = A\Phi\mathbf{Q} = [A_1\Phi_1c_1 \ A_2\Phi_2c_2 \ \dots \ A_{n_g}\Phi_{n_g}c_{n_g}]$$

再将两个子阵的数据矩阵合并

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} X \\ Y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_x \\ \mathbf{B}_y \end{bmatrix} \mathbf{U} + \begin{bmatrix} N_x \\ N_y \end{bmatrix} = \mathbf{B}\mathbf{U} + \mathbf{N} \quad (3)$$

本文把这里的 $\mathbf{B}(2M \times n_g)$ 称为广义二维方向矩阵.该矩阵的第 i 列是第 i 个信号源的 p_i 条多径的方向向量的线性组合.可表示为:

$$\mathbf{B} = [\mathbf{b}_1 \ \mathbf{b}_2 \ \dots \ \mathbf{b}_{n_g}] = \begin{bmatrix} A_1c_1 & A_2c_2 & \dots & A_{n_g}c_{n_g} \\ A_1\Phi_1c_1 & A_2\Phi_2c_2 & \dots & A_{n_g}\Phi_{n_g}c_{n_g} \end{bmatrix} \quad (4)$$

接下来,仍然可以用 VESPA 或 SV-DOA 这类方法^[5-7]得到广义二维方向矩阵的估计,且能够估计的最大独立信号源数目为 $(2M-1)$.

3 基于子空间平滑的二维相干 DOA 估计算法

VESPA 或 SV-DOA 这类方法^[5-7]适合于在高斯噪声中对非高斯信号的 DOA 估计.它们都是先构造四阶累计量矩阵,然后根据四阶累计量的性质和矩阵理论估计出广义方向矩阵,再用不同的方法估计波达方向.估计方向矩阵的过程对阵列结构没有限制.

从本文的信号模型可以看出,同样可以采用此类方法先估计出广义二维方向矩阵.这里我们利用 VESPA 算法^[5],通过四阶累计量矩阵(文献^[5]的式(6)和(7))和旋转不变特性可以估计得到 $\bar{\mathbf{B}}$:

$$\bar{\mathbf{B}} = [\bar{\mathbf{b}}_1, \bar{\mathbf{b}}_2, \dots, \bar{\mathbf{b}}_{n_g}]$$

$$\bar{\mathbf{b}}_i = \begin{bmatrix} A_i \\ A_i\Phi_i \end{bmatrix} c_i \mu_i, \bar{\mathbf{b}}_i \in \mathbb{C}^{2M \times 1}$$

与 \mathbf{B} 相比, $\bar{\mathbf{B}}$ 除了各列的排列次序不同外,还分别被乘了未知的复数因子 μ_i .

如文献^[8,9]所述,在典型的移动通信的环境中,因为移动台和天线阵列的距离相对较远,直接波达方向和多径波达方向在一定的时间内(比如说几秒钟)是慢变化的,而各条路径上的衰减却变化很快,特别是衰落因子 c_i 的相位可以认为是在 $[0, 2\pi]$ 内均匀分布的随机变量.

如果在这个时间间隔内,获得对 \mathbf{B} 的 N 次估计,再把对应于 \mathbf{b}_i 的 N 次估计写成矩阵形式,可以得到

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{B}}_i &= [\bar{\mathbf{b}}_i(1) \ \bar{\mathbf{b}}_i(2) \ \dots \ \bar{\mathbf{b}}_i(N)] \\ &= \begin{bmatrix} A_i \\ A_i\Phi_i \end{bmatrix} [c_i(1)\mu_i(1) \ c_i(2)\mu_i(2) \ \dots \ c_i(N)\mu_i(N)] \\ &= \begin{bmatrix} A_i \\ A_i\Phi_i \end{bmatrix} \mathbf{C}_i, \quad i = 1, 2, \dots, n_g \end{aligned} \quad (5)$$

由于 $\bar{\mathbf{B}}$ 与 \mathbf{B} 各列排序不一致,所以在组成矩阵 $\bar{\mathbf{B}}_i$ 的过程中需要考虑排序问题,这一过程可以通过比较各次估计得到的特征向量进行.

然后可以根据 $\bar{\mathbf{B}}_i$ 估计出第 i 组内 p_i 条多径的波达方向.把 $\bar{\mathbf{B}}_i$ 分为两个 $M \times N$ 的矩阵

$$\bar{\mathbf{B}}_{xi} = A_i \mathbf{C}_i \quad (6)$$

$$\bar{\mathbf{B}}_{yi} = A_i \Phi_i \mathbf{C}_i \quad (7)$$

可以看出,由于两子阵特殊的位置关系,式(6)和(7)满足旋转不变特性.这时,可以重新把看 \mathbf{C}_i 作信号矩阵,而把 $\bar{\mathbf{B}}_{xi}$ 和 $\bar{\mathbf{B}}_{yi}$ 看作接收数据矩阵.因为 c_i 是衰减矢量而且被乘了未知的复数因子,所以只要 $N \geq p_i$, \mathbf{C}_i 就应该是满秩的.仍然可以依照文献^[15]构造矩阵:

$$R_i = R_{xxi} \cdot R_{yxi}^H$$

$$R_{xxi} = E \left[\overline{b_{xi} \cdot b_{xi}^H} \right] = \frac{1}{N} \cdot \overline{B_{xi} \cdot B_{xi}^H} = A_i R_{C_i} A_i^H \quad (8)$$

$$R_{yxi} = E \left[\overline{b_{yi} \cdot b_{xi}^H} \right] = \frac{1}{N} \cdot \overline{B_{yi} \cdot B_{xi}^H} = A_i \Phi_i R_{C_i} A_i^H$$

其中#表示伪逆. 根据文献[15]的定理一, 由于 A_i 和 C_i 满秩, 只要 Φ_i 无相同的对角元素, 通过对 R_i 进行特征分解, 就可以估计出 A_i 和 Φ_i , 从而按照下式求出第 i 组内的波达方向 $(\alpha_{ik}, \beta_{ik})$.

$$\alpha_{ik} = \cos^{-1} \left\{ \frac{C}{2\pi f_0 d_x (M-1)} \sum_{n=1}^M \frac{1}{n-1} \arg \left[\frac{a_{ik}(n)}{a_{ik}(1)} \right] \right\} \quad (9)$$

$$\beta_{ik} = \cos^{-1} \left\{ \frac{C}{2\pi f_0 d_y} \arg [\sigma_{ik}] \right\} \quad (10)$$

式中 C 为光速, σ_{ik} 和 a_{ik} 分别是 R_i 的 p_i 个大特征值和对应的特征向量, 而 $a_{ik}(n)$ 是 a_{ik} 的第 n 个元素. 在这个过程中 α_{ik} 和 β_{ik} 自动实现配对, 也无需任何搜索. 在每组中能够估计的最大多径数为 $(M-1)$. 这样, 该算法最多能够估计的波达方向数目为 $(2M-1)(M-1)$, 这是该算法在估计数目上的一个突破.

4 仿真试验结果

仿真 1 每个子阵有四个阵元 ($M=4$), $dx = dy = \lambda/2$. 两个独立的窄带非高斯信号源分别有三条多径入射, 第一个信号源三条多径的波达方向分别为 $(45, 75)$ 、 $(55, 65)$ 、 $(75, 85)$, 第二个信号源分别为 $(80, 50)$ 、 $(70, 60)$ 、 $(50, 70)$. 试验中 $N=8$, 每次处理的快拍数为 1000, 估计中假设路径的衰减幅度在 0.5~1.0 之间均匀分布, 相位在 $0 \sim 2\pi$ 之间均匀分布. 图 2 和图 3 分别给出了当 $SNR=15\text{dB}$ 时, 10 次独立试验的估计结果. 可以看出, 利用 4 对阵子准确的估计出了 6 个来波的二维波达方向, 而且实现了分组. 这是现有其它算法无法实现的.

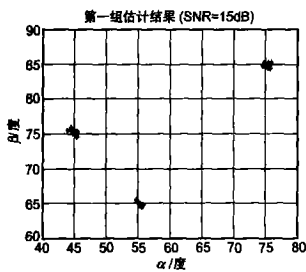


图 2

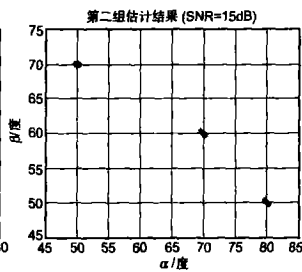


图 3

仿真 2 仿真条件同上, 图 4 和图 5 给出了快拍数为 1000 时, 均方根误差随信噪比变化的曲线, 图 6 和图 7 给出了

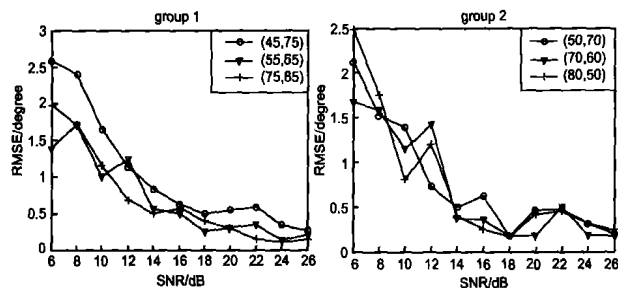


图 4

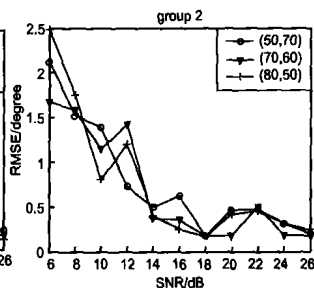


图 5

$SNR=15$ 时, 均方根误差随每次处理的快拍数变化的曲线. 定义仿真试验的均方根误差如下:

$$RMSE = \sqrt{E\{(\hat{\alpha} - \alpha)^2\} + E\{(\hat{\beta} - \beta)^2\}}$$

可以看出, 当信噪比较小估计时均方根误差较大. 但当信噪比较大的时候, 误差很小. 仿真中当给定一个足够大的信噪比, 可以得到非常精确的估计. 图 6 和图 7 反映了随着快拍数的增加均方根误差逐渐减小, 但到一定数目, 快拍数的影响逐渐减小.

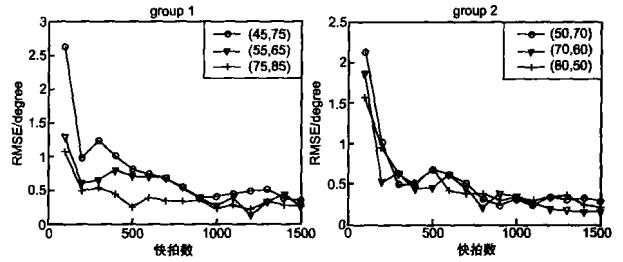


图 6

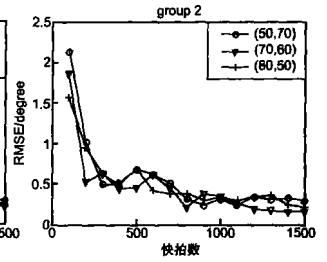


图 7

5 结论

本文提出了一种可在多径环境下估计二维波达方向的新算法, 整个算法充分利用了信号在空间和时间上的特性, 估计过程中不需要角度搜索, 能实现分组和自动参数配对, 而且估计的多径数目最多可以达到 $(2M-1)(M-1)$. 最后通过仿真试验验证了算法是有效的. 虽然推导及仿真过程中假设测量噪声是高斯白噪声, 但四阶累计量性质可知, 在任何高斯噪声环境下算法同样适用. 本文提出的算法运算量相对较大, 而且需要在信号波达方向基本不变的短时间内进行多次处理, 因此对处理速度的要求也比较高.

参考文献:

- [1] Shan T J, Wax M, Kailath T. On spatial smoothing for direction of arrival estimation of coherent signals[J]. IEEE Trans on ASSP, 1985, 33(4): 806-811.
- [2] Pillai S U, Kwon B H. Forward backward spatial smoothing techniques for the coherent signal identification[J]. IEEE Trans on ASSP, 1989, 37(1): 8-15.
- [3] Williams R T, Prasad S, Mahalanabis A K. An improved spatial smoothing technique for bearing estimation in multipath environment[J]. IEEE Trans on ASSP, 1988, 36(4): 525-432.
- [4] Jian L I. Improved angular resolution for spatial smoothing techniques[J]. IEEE Trans on SP, 1992, 40(12): 3078-3081.
- [5] E Gonen, M C Dogan, J M Mendel. Applications of cumulants to array processing: direction finding in coherent signal environment[A]. Record of the Twenty Eighth Asilomar Conference on Signal, system and Computer[C]. Pacific Grove, CA, USA: Soc Press, 1995, volume 1, 633-637.
- [6] N Yuen, B Friedlander. DOA estimation in multipath: An approach using fourth order cumulants[J]. IEEE Trans on SP, 1997, 45(5): 1253-1263.
- [7] 姚敏立, 金梁, 殷勤业. 基于累计量的空间特征估计算法及其在智能天线中的应用[J]. 信号处理, 2000, 16(1): 58-62.

- [8] S S Jeng, H P Lin, G Okamoto, et al. Multipath direction finding with subspace smoothing[A]. IEEE ICASSP[C]. Munich, Germany: IEEE, April 1997, Volume 5. 3485- 3488.
- [9] M Feng, K D Kammeier. Blind direction of arrival estimation using antenna arrays in multipath communication environment [A]. IEEE GLOBE COM[C]. USA: IEEE, 1998. 165- 170.
- [10] 何子述, 韩春林, 唐斌. 一种有效的多径信号 DOA 估计算法[J]. 电子学报, 2003, 31(1): 1- 3.
- [11] Y M Chen, J H Lee, C C Yeh. Two dimensional angle of arrival estimation for uniform planar arrays with sensor position errors[J]. Radar and Signal Processing, IEE Proceeding, 1993, 140(2): 37- 42.
- [12] Chen Y H, Lian YT. 2-D multitarget angle tracking algorithm using sensor array[J]. Radar, Sonar and Navigation, IEE Proceedings, 1995, 142(4): 158- 161.
- [13] Michael D Zoltowski. Closed form 2-D angle estimation with rectangular arrays in element space or beamspace via unitary ESPRIT[J]. IEEE Trans SP, 1996, 44(2): 376- 327.
- [14] Vikas S Kedia, Bindu Chandna. A new algorithm for 2-D DOA estimation[J]. Signal Processing, 1997, 60(3): 325- 332.
- [15] 殷勤业, 邹理和, Robert W N. 一种高分辨率二维信号参量估计方法——波达方向矩阵法[J]. 通信学报, 1991, 12(4): 1- 7.
- [16] 曾操, 廖桂生, 王洪洋. 一种基于双平行线阵相干信号源二维波达方向估计的新方法[J]. 雷达科学与技术, 2003, 1(2): 104- 108.

作者简介:



张 辉 男, 1977 年 11 月出生于河南省开封市, 现在郑州信息工程大学攻读博士学位, 主要研究方向为软件无线电, 阵列信号处理、空间谱估计. Email: zhydhcg@ 126. com



葛临东 男, 郑州信息工程大学信息工程学院教授、博士生导师, 主要从事通信信号处理与软件无线电理论和系统研究.

李 蒙 男, 1969 年 7 月出生, 河南省洛阳人, 信息工程大学信息工程学院博士研究生, 主要研究方向通信信号处理与软件无线电关键技术.

吴月嫻 女, 1980 年 2 月出生, 江西景德镇人, 信息工程大学信息工程学院博士研究生, 主要研究通信信号参数估计和调制识别技术.