

一种有效的多径信号 DOA 估计算法

何子述, 韩春林, 唐 斌

(电子科技大学电子工程学院, 四川成都 610054)

摘 要: 本文讨论了移动通信环境中的信号多径 DOA 估计问题, 文中首先对典型算法作了简要回顾, 然后给出了阵接收多径信号模型, 给出了基于时间平均的多径 DOA 估计算法原理, 指出了其存在的问题, 并提出了一种有效的解决方法. 最后给出的计算机仿真实验结果验证了提出方法的有效性.

关键词: DOA 估计; 多径; 阵列信号处理; 移动通信

中图分类号: TN971.2, TN911.72

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112 (2003) 01-0139-03

An Effective DOA Estimation Algorithm for Multipath Signals

HE Zi-shu, HAN Chun-lin, TANG Bin

(Institute of Electronic Engineering, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu, Sichuan 610054, China)

Abstract: The multipath signal DOA (Direction of Arrival) estimations in mobile communication are discussed in this paper. Some typical algorithms are reviewed in brief first, and the model of multipath signals received by array antennas is described. The algorithm on multipath signal DOA estimation based on time averaging is introduced; also, a problem existing in this method is pointed out; an effective method for solving this problem is raised as well. Finally, the simulation results verifying the theoretical analysis are presented.

Key words: DOA estimation; multipath; array signal processing; mobile communication

1 引言

在移动通信环境中, 同一移动用户信号经过各种反射体形成的多径信号, 通常被认为是相干的. 而不同用户间的信号由于产生于不同的辐射源, 认为他们之间是不相关的. 设空间有 Q 个不相关的信号源, 则可将空间多径信号分为 Q 个互不相关的多径组, 第 q 组内的 L_q 条多径是相干的.

由于相干多径的存在, 采用普通的信号 DOA (Direction of Arrival, 达到方向) 估计算法已不能正确地估计各多径 DOA. 对均匀线阵, 虽然用空间平滑的方法^[1~3]可以估计相关信号源的 DOA, 但是其可估计的最大 DOA 数为 $2M/3$ (M 为阵元数), 而移动通信环境中的多径数经常是远远大于此. 另外, 空间平滑方法不能识别出哪些多径是来自同一用户, 即不能将所有多径按其相干性分成 Q 个用户对应的不同相关组. 基于上述两个因素, 空间平滑方法难于直接用于移动通信环境中.

对移动通信环境中的 DOA 估计, 人们进行了大量的研究^[4~7], 如 Egemen Gonen 等人提出的基于高阶累积量切片的 VESPA (Virtual ESPRIT Algorithm) 算法^[5], 该方法首先用切片四阶累积量得到三个累积量矩阵, 再用 TLS-ESPRIT 方法将接收信号分成 Q 个互不相关组 (每组内各径是相干的). 然后再估计出每组内各相干多径的 DOA. 而 N. Yuen 和 B. Friedlander 提出的 SV-DOA (Steering Vectors DOA) 算法^[6], 也是利用切片的四阶累积量矩阵, 通过直接进行矩阵运算, 得到 Q 个互不相关

组, 最后估计出每组内的各多径 DOA.

怎样估计出每组内 (每用户) 的各多径 DOA, 人们也提出了各种方法, 如前后向空间平滑法^[1~3], 子空间平滑法^[7], 及基于奇异值分解的 FBLP (前后向线性预测) 法^[6,8]. 本文将对文献[4]提出的用时间平均代替空间平均的平滑方法进行讨论, 该方法可进一步增大可估计的多径数目. 但该方法存在明显缺陷, 文中将进行讨论并给出解决的方法. 最后给出计算机仿真实验结果.

2 多径信号模型

考虑一 M 元基站阵天线, 设有 Q 个独立的窄带信号源 $s(k)$ (Q 个用户), 经 P 条多径 (共 P 个波前) $u(k)$ 辐射到阵面. 并设信号源是非高斯的, 经采样后的阵天线接收信号向量 $X(k)$ 可以描述为

$$X(k) = Au(k) + n(k) \quad C^M \times 1 \quad k = 1, 2, \dots, K \quad (1)$$

式中, K 是快拍次数, 方向矩阵 (Steering matrix) A 是未知的 $M \times P$ 矩阵, 其形式为

$$A = [A_1 \ A_2 \ \dots \ A_Q] \quad (2)$$

$$A_q = [a(q1) \ a(q2) \ \dots \ a(qP)] \quad q = 1, \dots, Q$$

$a(qp)$ 是第 q 信源的第 p 条多径的方向向量. 对均匀线阵, $a(qp) = [1, e^{-j\varphi}, \dots, e^{-j(M-1)\varphi}]^T$, $\varphi = (2\pi d/\lambda) \sin(\theta_{qp})$; d 是阵元间距, λ 是载波波长; $u(k)$ 是 $P \times 1$ 的波前向量; $n(k)$

是观测白噪声向量.

由于 $u(k)$ 是由 $s(k)$ 经 P 条多径产生, 因此 $X(k)$ 也可表示为:

$$X(k) = ACs(k) + n(k) = Bs(k) + n(k) \quad (3)$$

矩阵 C 的形式为

$$C = \begin{bmatrix} c_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & c_2 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & c_Q \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中 0 是由若干个 0 组成的零向量, c_q 是第 q 个独立信号源的 p_q 条多径的衰落因子(复幅度) c_{qp} 构成的列向量. 显然有, $\sum_{q=1}^Q p_q = P$.

本文将 $B = AC$ 称为广义方向矩阵, B 中的第 q 列是第 q 个信号源的 p_q 条多径的方向向量的线性组合, 可表示为

$$B = [b_1, b_2, \dots, b_Q] \quad (5)$$

$$b_q = A_q c_q \quad C^{M \times 1} \quad q = 1, 2, \dots, Q \quad (6)$$

采用 VESPA 方法^[5]或 SV-DOA 方法^[6]可估计出广义方向向量 b_q , 且可估计的最大信源数为 $M - 1$. 然后根据 b_q 估计出第 q 个信源的 p_q 条多径的 DOA.

3 基于时间平滑的多径 DOA 估计算法

采用 VESPA 或 SV-DOA 方法可估计得到如式(6)所示的 b_q . 如果共进行 N 次处理, 分别表示为 $b_q(1) \dots b_q(N)$, 写成矩阵形式

$$B_q = [b_q(1) \dots b_q(N)] \quad (7)$$

在典型的移动通信环境中, 通常认为多径的 DOA 是慢变化的^[7](在一定时间内不变, 例如几秒钟内), 但是 c_{qp} 是快变化的, 特别是衰落因子的相位可以认为是在 $[0, 2\pi]$ 内均匀分布的随机数, B_q 可表示为

$$B_q = [a(c_{q1}) \dots a(c_{qp_q})] \begin{bmatrix} c_{q1}(1) & \dots & c_{q1}(N) \\ \dots & \dots & \dots \\ c_{qp_q}(1) & \dots & c_{qp_q}(N) \end{bmatrix} \quad (8)$$

式(8)是熟悉的阵接收数据模型, 只要 $N \geq p_q, M; M > p_q$, 便可用熟知的 DOA 估计算法估计出阵方向矩阵 A_q .

容易看出, 根据式(8)可估计的最大多径数为 $M - 1$, 联系到利用 VESPA 或 SV-DOA 法可估计的最大信源数为 $M - 1$, 故可估计的总多径数为 $(M - 1)^2$.

4 时间平滑算法的缺陷及解决方法

时间平滑算法在文献[4, 7]中都曾提及(在那里被称为子空间平滑, 作者以为时间平滑更恰当.)但他们都回避了一个基本问题, 虽然采用 VESPA 法或 SV-DOA 法可以估计出广义方向矩阵 B , 但每次估计得到的 B 并不完全等于式(5), 而是式(5)中各 b_q 的一种排列(并倍乘了一复常数). 比如, 用上述两种方法中的一种对 B 进行了 N 次估计, 得 $B(1), \dots, B(N)$ 如果认为排在 $B(1)$ 第一列的是 $b_1(1)$, 那么排在 $B(2)$ 第一列的不一定是 $b_1(2)$. 因此, 怎样正确地确定 $B(i)$ 中各 $b_q(i)$ 的

顺序, 是正确实现时间平滑的关键.

对均匀线阵, 本文提出一种使 $B(i)$ 中各 $b_q(i)$ 正确排序的方法, 由式(8), $b_q(i)$ 可表示为

$$b_q(i) = \sum_{p=1}^{p_q} c_{qp}(i) a(c_{qp}) \quad (9)$$

对 $b_q(i)$ 取空间傅氏变换:

$$B_{qi}(\theta) = a^T(\theta) b_q(i) \quad (10)$$

式中 $a(\theta)$ 形式如式(2), 化简式(10)得

$$B_{qi}(\theta) = \sum_{p=1}^{p_q} c_{qp}(i) (1 - e^{j(\theta - \theta_{qp})M}) / (1 - e^{j(\theta - \theta_{qp})}) \quad (11)$$

从式(11)可看出, $B_{qi}(\theta)$ 的幅频特性的峰值位置由空间角频率 $\theta_{qp} = (2\pi d/\lambda) \sin(\theta_{qp})$ 完全确定, 因此, 不同时刻得到的 $b_q(1) \dots b_q(N)$ 有相似的幅频特性曲线. 据此, 可以实现 $B(i)$ 中各 $b_q(i)$ 的正确排序. 通常以 $B(1)$ 中各 $b_q(1)$ 的排列顺序为基准, 调整 $B(i)$ 中各 $b_q(i)$ 的顺序, $i = 2, \dots, N$. 采用这种基于傅氏变换的排序方法后, 时间平滑算法将得到良好的估计结果, 否则将得不到正确的估计结果.

5 仿真实验结果

设阵结构为均匀线阵, 阵元间距 $d = \lambda/2$, 取阵元数 $M = 8$, 快摄次数 $K = 500$, 2 个信号源 $s_1(k)$ 和 $s_2(k)$, 每信源有 7 条多径, 即 $Q = 2, P = 14$, 其 DOA 和衰落因子幅度如表 1 所示. 处理次数 $N = 50$, $\text{SNR} = 10\text{dB}$, 首先用 VESPA 法估计出广义方向矩阵 $B(1), \dots, B(N)$, 再用时间平滑方法及 MUSIC 算法画出空间功率谱.

表 1 2 信源 14 多径参数

	$s_1(k)$							$s_2(k)$						
	u_{11}	u_{12}	u_{13}	u_{14}	u_{15}	u_{16}	u_{17}	u_{21}	u_{22}	u_{23}	u_{24}	u_{25}	u_{26}	u_{27}
DOA	-75°	55°	-40°	35°	-25°	15°	-5°	-65°	45°	20°	5°	45°	-30°	60°
$ c_{qp} $	1	0.8	0.8	0.7	1	0.8	0.8	1	0.7	1	0.8	0.7	1	0.8

图 1 中虚线为未采用傅氏变换方法(T-MUSIC)排序的空间功率谱, 而实线则是经排序处理后时间平滑的功率谱(FT-MUSIC), 可以看出, FT-MUSIC 能清晰地分辨出两组共 14 条多径, 即每组可分辨的多径数为 $M - 1$. 在 $\text{SNR} = 0\text{dB}$ 时, 可得到类似的仿真实验结果, 说明该方法在信噪比较低时仍然有效.

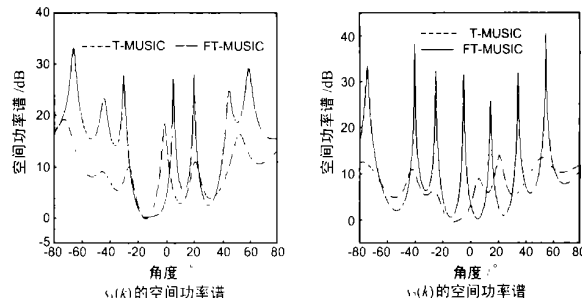


图 1 时间平滑方法的空间功率谱

6 结论

本文介绍了移动通信中的信号多径 DOA 估计算法, 利用

基于 VESPA 或 SV-DOA 算法的多径 DOA 估计方法,将空间所有多径按相关性进行分组,然后再对每组内的多径利用平滑技术进行 DOA 估计.采用“时间平滑”方法估计每组内的多径 DOA,可使估计的多径数达 $(M-1)^2$.但使用中应考虑每次分组后的“排序”问题.否则将无法得到正确的结果.采用本文介绍的基于空间傅氏变换的排序处理后,“时间平滑”方法才能得到正确的估计结果.

参考文献:

- [1] T J Shan, M Wax, T Kailath. On spatial smoothing for direction-of-arrival estimation of coherent signals [J]. IEEE Trans. on ASSP, 1985, 33(9): 806 - 811.
- [2] R T Williams, S Prasad, A K Mahalanabis, et al. An improved spatial smoothing technique for bearing estimation in a multipath environment [J]. IEEE Trans. on ASSP, 1988, 36(4): 425 - 432.
- [3] F Taga, H Shimotahira. A novel spatial smoothing technique for the MUSIC algorithm [J]. IEICE Trans. commun., 1995, 78-B(11): 1513 - 1517.
- [4] M Feng, K D Kammeyer. Blind direction of arrival estimation using antenna arrays in multipath communication environment [A]. IEEE GLOBE COM[C]. USA: IEEE, 1998. 165 - 170.
- [5] E Gonen, M C Dogan, J M Mendel. Applications of cumulants to array processing: direction-finding in coherent signal environment [A]. in Proc. 28th Asilomar Conf. Sig. Syst. Comput[C]. 1995. 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] S S Jeng, H P Lin, G Okamoto, et al. Multipath direction finding with subspace smoothing [A]. IEEE ICASSP[C]. Munich: IEEE, 1997. 3485 - 3488.
- [8] S Haykin. Adaptive filter theory [M]. Hall, New Jersey, USA: Prentice, 1996.

作者简介:



何子述 男, 1962 年 10 月生于四川省新都县, 博士, 电子科技大学电子工程学院教授, 博士生导师, 现主要从事阵列信号处理、智能天线、相控阵雷达、光控相控阵技术等方面的研究工作。



韩春林 男, 1962 年 9 月生于天津市, 硕士, 电子科技大学电子工程系教授, 1980 年始就读于电子科技大学电子工程系, 获硕士学位, 现主要从事阵列信号处理, 合成孔径雷达技术, 雷达成像等方面的研究工作。