基于子空间方法的阵列天线方向向量自适应盲估计

李作洲, 朱义胜
(大连海事大学, 信息工程学院, 辽宁大连 116026)

摘 要: 利用传统子空间法估计方向向量要求阵元数必须大于信号源数, 要求在无线通信系统中是不现实的, 因为移动用户数是很大的, 为突破这一限制, 本文提出了一种基于子空间法的阵列天线方向向量自适应盲估计算法. 通过各阵元接收信号相加, 得到叠加的期望数据源特征波形; 通过子空间方法, 将叠加信号用信号子空间的基表示, 由于叠加信号中包含方向向量, 从而得到期望数据源的方向向量估计, 该算法不要求阵元数大于数据源数. 仿真结果表明算法是有效的.

关键词: 阵列天线; 方向向量; 子空间; 自适应盲估计
中图分类号: TN914. 53 文献标识码: A 文章编号: 0372-2112 (2006) 12-2307-04

Blind Adaptive Estimation of Steering Vector of an Antenna Array Based on the Subspace Method

LI Zuo-zhou, ZHU Yi-sheng
(College of Information Technology, Dalian Maritime University, Dalian, Liaoning 116026, China)

Abstract: It was previously shown that the number of array elements must exceed the number of sources for subspace-based steering vector estimation. This is clearly not practical for a wireless system since the number of mobile users is very large. To overcome the restriction, a blind adaptive technique based on subspace method to estimate steering vector of an antenna array is proposed. By summing the received signals of each element, the superposition of the signature waveforms of expected source is obtained. This superposition is also expressed by a group of bases of the signal subspace by subspace method. Since the superposition involves the steering vectors, the expected steering vector can be estimated without requiring the number of antenna elements being greater than that of data sources. Simulations demonstrate the effectiveness of the proposed algorithm.

Key words: antenna array; steering vector; subspace; blind adaptive estimation

1 引言

信号的空时处理是近年来信号处理中的热点问题, 尤其是在移动通信环境下[1,2]. 与传统时域处理相比, 空时处理采用了阵列天线, 从而大大改善了系统的性能[3~5]. 在空时处理中, 如何估计信号方向向量是一项重要内容, 本文利用子空间方法对信号方向向量进行估计. 基于子空间方法产生了许多经典的信号处理技术, 例如 MUSIC 方法[6], 近来基于这种传统子空间方法的信号处理技术又被应用到移动通信领域的信号检测中并取得了较好的效果[7,8], 然而传统的子空间方法需要假设传感器数量比信源数量多, 以保证足够的分辨率, 文献[9]指出传统子空间方法的这种局限性限制了它在移动通信多用户检测中的应用. 本文在移动通信环境下, 提出了基于子空间方法的阵列天线方向向量估计算法, 推导中没有假设传感器数量比信源数量多, 使得算法在移动通信环境下更具有实用性. 将阵列天线各阵元的采样信号进行叠加, 对于期望数据源, 叠加后得到的等效特征波形, 一方面表示为各阵元期望信号特征波形的叠加, 其中包含了期望数据源的方向向量信息; 另一方面通过子空间方法, 得到信号子空间的一组基, 因此期望数据源的等效特征波形还可表示为这组基的线性组合. 将等效特征波形的两种表示方法结合, 得到一组方程, 求解该方程, 得到期望数据源的方向向量估计. 在下文的推导中我们假设信号在空间的传输是单径的, 这样可以简化算法的推导. 由于多径信号可以分解为若干单路径信号的叠加, 因此本文的推导结果可以简单地推广到多径信号下的情形.

2 信号模型

首先考虑单天线接收的情形, 假设信号的传输信道为平坦慢衰落信道, K 个数据源同步发送数据信号, 则天线传感器的输出信号可表示为

$$r(t) = \sum_{k=1}^{K} A_k b_k s_k(t) + Rn(t) \qquad (1)$$

收稿日期: 2004-11-02; 修回日期: 2006-04-20
基金项目: 国家自然科学基金(No. 60372007); 教育部博士点基金(No. 20040151003)

其中 A_k 是天线传感器输出端第k(k∈[1, K])个数据源的信号幅值, b_k 是第 k 个数据源的数据比特, $s_k(t)$ 是第 k 个数据源的特征波形, 并假设$\{s_k(t)\}_{k=1}^{K}$是线性独立的, n(t) 是加性高斯白噪声, 具有单位功率谱密度.

r(t) 经过匹配滤波器并以码片速率采样后变为

$$r = \sum_{k=1}^{K} A_k b_k s_k + Rn \tag{2}$$

再考虑阵列天线接收的情形. 假设阵列天线为均匀分布的直线天线, 有 P 个天线传感器, 传感器之间的间隔为半个波长, 则接收信号表示为

$$r = [r^{(1)}, r^{(2)}, \cdots, r^{(P)}] \tag{3}$$

其中 $r^{(p)}$(p∈[1, P])为第 p 个天线传感器的接收信号, 表达式为

$$r^{(p)} = \sum_{k=1}^{K} A_k b_k s_k^{(p)} a_k^{(p)} + Rn \tag{4}$$

这里 $a_k^{(p)}$ 为数据源k 在第p 个天线传感器上的方向向量. 对于均匀直线阵列天线有[10]

$$\begin{aligned} a_k &= [a_k^{(1)}, a_k^{(2)}, \cdots, a_k^{(P)}] \\ &= [1, e^{-j\frac{2P}{K}d\sin H_k}, \cdots, e^{-j\frac{2P}{K}(P-1)d\sin H_k}] \end{aligned} \tag{5}$$

其中 K 为波长, d 为阵元间距, H_k 为数据源的波达角 DOA(direction of arrival).

对比阵列天线下的接收信号式(4) 与单天线下的接收信号式(2), 可将式(4)改写为式(2)的形式, 得

$$r^{(p)} = \sum_{k=1}^{K} A_k b_k \hat{s}_k^{(p)} + Rn \tag{6}$$

这里 $\hat{s}_k^{(p)}$ 表示第p 个传感器上数据源k 的等效特征波形, 记为

$$s_k^{(p)} = s_k^{(p)} a_k^{(p)} \tag{7}$$

对于窄带信号, 天线阵元接收信号包络的变化可以忽略不计, 因此式(7) 改写为

$$\hat{s}_k^{(p)} = s_k a_k^{(p)} \tag{8}$$

3 阵列天线方向向量自适应盲估计

由信号模型(4) 和(6) 可知, 将 P 个阵元的接收信号叠加, 得到的叠加信号 r_s 为

$$\begin{aligned} r_s &= \sum_{p=1}^{P} r^{(p)} = \sum_{p=1}^{P}\left(\sum_{k=1}^{K} A_k b_k \hat{s}_k^{(p)} + Rn\right) \\ &= \sum_{k=1}^{K} A_k b_k s_k \sum_{p=1}^{P} a_k^{(p)} + PRn \\ &= \sum_{k=1}^{K} A_k b_k \hat{s}_k + PRn \end{aligned}$$

上式推导中假设信号与噪声之间互相独立, 且各阵元噪声功率谱密度相同. 式中 $\hat{s}_k$ 表示叠加后数据源k 的等效特征波形, 表达式为

$$\hat{s}_k = s_k \sum_{p=1}^{P} a_k^{(p)} = s_k(a_k^{(1)} + a_k^{(2)} + \cdots + a_k^{(P)}) \tag{10}$$

令

$$\hat{a}_k = a_k^{(1)} + a_k^{(2)} + \cdots + a_k^{(P)} \tag{11}$$

则式(10) 改写为

$$\hat{s}_k = s_k \hat{a}_k \tag{12}$$

信号 r_s 的协方差矩阵为

$$\begin{aligned} C_s &= E\{r_s \hat{r}_s^H\} = \sum_{k=1}^{K} A_k^2 \hat{s}_k \hat{s}_k^H + (PR)^2 n \\ &= \hat{S} A \hat{S}^H + (PR)^2 n \end{aligned} \tag{13}$$

其中 $\hat{S} = (\hat{s}_1, \hat{s}_2, \cdots, \hat{s}_K)$, $A = \mathrm{diag}(A_1^2, A_2^2, \cdots, A_K^2)$, $\hat{}^H$ 表示共轭转置. 对 C_s 作特征值分解, 得到 N 个特征值($K_1, K_2, \cdots, K_N$)和相应的特征向量($u_1, u_2, \cdots, u_N$), 假设特征值按由大到小排列为: $K_1 \geqslant K_2 \geqslant \cdots \geqslant K_K \geqslant K_{K+1} \geqslant \cdots \geqslant K_N$, 与特征值相对应的特征向量为: $u_1, u_2, \cdots, u_K, u_{K+1}, \cdots, u_N$. 由子空间方法[8]可知

$$C_s = U_s \Lambda_s U_s^H + (PR)^2 U_n U_s^H \tag{14}$$

其中 $U_s = [\hat{u}_1, \hat{u}_1, \cdots, \hat{u}_K]$, $\Lambda_s = \mathrm{diag}(K_1, K_2, \cdots, K_K)$, K_k(k∈[1, K]) 为矩阵 C_s 的特征值中前K 个, $\hat{u}_k$(k∈[1, K]) 为与 K_k 对应的特征向量, U_s 的列向量张成信号子空间, $U_n = [\hat{u}_{K+1}, \hat{u}_{K+2}, \cdots, \hat{u}_N]$ 的列向量构成噪声子空间.

不失一般性, 假设数据源 1 为期望数据源. 由式(10) 知 $\hat{s}_1$ 表示为

$$\hat{s}_1 = s_1(a_1^{(1)} + a_1^{(2)} + \cdots + a_1^{(P)}) = s_1 \hat{a}_1 \tag{15}$$

根据子空间方法, $\hat{s}_1$ 还可表示为信号子空间 U_s 中列向量的线性组合

$$\hat{s}_1 = \sum_{k=1}^{K} \hat{u}_k w_k = U_s \hat{w} \tag{16}$$

其中 $\hat{w} = [w_1, w_2, \cdots, w_k]^T$ 为由系数 w_k(k∈[1, K]) 组成的列向量. 综合式(15) 和式(16)得

$$\hat{s}_1 = s_1 \hat{a}_1 = U_s \hat{w} \tag{17}$$

设

$$D = [U_s, s_1], \quad x = [\hat{w}^T, -\hat{a}_1]^T \tag{18}$$

得到优化问题

$$\min_{x \in C^{K+1}} \|Dx\|^2 = x^H D^H D x \quad \text{s.t.} \ \|x\|^2 = 1 \tag{19}$$

利用罚函数法将上式的优化问题转化为无约束优化问题, 定义代价函数为

$$J(x, c) \overset{\text{def}}{=} \frac{1}{2} x^H D^H D x + \frac{c}{4}(x^H x - 1)^2 \tag{20}$$

其中 c 为正常数.

文献[8]给出了如下结论: x 是J(x, c) 的平稳点, 当且仅当 x 与矩阵 $D^H D$ 的特征向量 v_i 成比例, 即 $x = \|x\| \hat{v}_i$, 这里 $\|x\| = \sqrt{1 - K_i/c}$, 式中 K_i 表示对应于特征向量 v_i 的特征值; 当 x 与矩阵 $D^H D$ 的最小特征值 K^* 对应的特征向量 v^* 成比例时, x 是J(x, c) 的全局最小值点, 否则 x 是J(x, c) 的鞍点. 该结论的证明见文献[8]. 据此我们来推导自适应方向向量估计.

假设在 t 时刻, 信号子空间为 $U_s(t)$, 构造矩阵 $D(t) = [U_s(t), s_1]$, 由此得到矩阵 $B(t) = D^H(t) D(t)$. 首先求 x(t), 用 $x^*(t)$ 表示 x(t) 的自适应估计, $x^*(t)$ 的求解采用最陡下降法.

令 $\dot{y}$ 表示 J(x, c) 关于 x 的梯度, 则

$$\dot{y} = \partial J(x, c)/\partial x = D^H D x + c(\|x\|^2 - 1) x$$

应用最陡下降法[11]得

$$x^*(t) = x(t-1) - L\dot{y}$$
$$= x(t-1) - L[B(t)x(t-1) + c(+x(t)-1+^2-1)x(t-1)] \quad (21)$$

其中 0< L< 1 表示步长, 由式(18)可知期望信号源的阵列天线等效方向向量 $\hat{a}_1$ 的估计 $\hat{a}_1^*$ 为向量 $x^*(t)$ 的分量. 根据式(11), 我们将 $\hat{a}_1^*$ 重写为

$$\hat{a}_1^* = a_1^{(1)*} + a_1^{(2)*} + , + a_1^{(P)*} \quad (22)$$

对于均匀直线阵列天线, $a_1^{(p)*}$ (p I [1, P])满足式(5), 因此(22)式可解. 求解该方程有 P- 1 个根, 为分辨出真正的方向向量, 需作如下调整.

令 r_s、$r^{(1)}$ 分别与 s_1 做互相关运算, 得

$$E\{r_s^T \# s_1\} = E\left\{\left(\sum_{k=1}^{K} A_k b_k s_k^T \sum_{p=1}^{P} a_k^{(p)} + PRn^T\right) \# s_1\right\}$$
$$U A_1 b_1 \sum_{p=1}^{P} a_1^{(p)} \quad (23)$$

$$E\{r^{(1)T} \# s_1\} = E\left\{\left(\sum_{k=1}^{K} A_k b_k s_k^T a_k^{(1)} + Rn^T\right) \# s_1\right\}$$
$$U A_1 b_1 a_1^{(1)} = A_1 b_1 \quad (24)$$

其中式(24)利用了 $a_k^{(1)} = 1$. 根据式(23)和式(24), 求出 $E\{r_s^T s_1\}$ 与 $E\{r^{(1)T} \# s_1\}$ 的比值, 作为 $\hat{a}_1^*$ 的调整因子

$$Q_1 = \left\|A_1 b_1 \sum_{p=1}^{P} a_1^{(p)}\right\| \Big\backslash + A_1 b_1 + = \left\| \sum_{p=1}^{P} a_1^{(p)} \right\| \quad (25)$$

式(22)经调整因子修正, 表示为

$$Q_1 \# \hat{a}_1^* / + \hat{a}_1^* + = a_1^{(1)*} + a_1^{(2)*} + , + a_1^{(P)*} \quad (26)$$

求解该式并取单位圆上的根, 得到数据源 1 的方向向量估计 $\hat{a}_1^*$.

算法总结如下:

(1) 由 r_s 的采样协方差矩阵 $C_s = \frac{1}{M}\sum_{j=1}^{M}(r_s \# r_s^H)$ 构造信号子空间 U_s.

(2) 由式(18)构造出 D(t), x(t) 及 B(t).

(3) 由式(21)求出 $x^*(t)$.

(4) 从 $x^*(t)$ 中取出 $\hat{a}_1^*$.

(4) 求解式(26), 并取单位圆上的根, 得到数据源 1 的方向向量估计.

4 仿真分析

仿真中采用等距直线阵列天线, 每个阵元为全向传感器, 阵元间距为波长的一半, 特征序列取长度为 N= 31 的 Gold 序列. 图 1 假设阵元数为 P= 3, 数据源数为 K= 3, 波达角变化取随时间作线性递增和递减两种情况, 即从- 115 递增到 115 和从 115 递减到- 115, 图中每点的数值为重复 500 次运行的平均值, 同时给出了每点的方差. 图 1 显示在波达角 DOA 等于零附近, 其偏差较大, 而在 DOA 较大时, 能够获得满意的结果, 说明在数据源数大于阵元数, 波达角作线性变化时, 该算法所估计的方向向量与期望数据源的方向向量基本吻合. 图 2 的仿真中有 6 个数据源, 其中包含期望数据源, 取阵元数 P = 3, 假设各数据源接收信号的功率相等, 在 t= 100 时期望数据源的波达角由 0 变化到 011. 图 2 显示了算法的自适应跟踪性能, 图中的另一条曲线是根据 PASTd 方法[11]对波达角作出的估计. 图 3 的仿真中, 数据源数与图 2 相同, 仿真实验比较了在不同阵元数下, 期望数据源随 SINR 相对干扰比(干扰数据源的功率/ 期望数据源的功率)变化的曲线, 这里定义 SINR 为

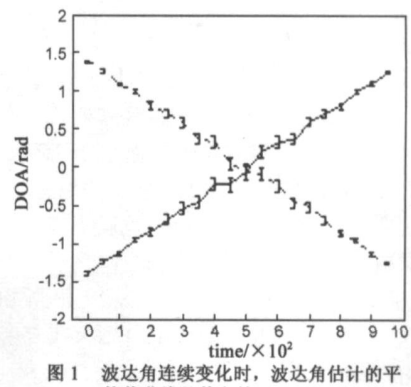

图 1　波达角连续变化时, 波达角估计的平均值曲线及其方差

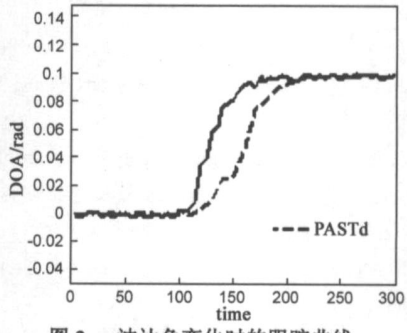

图 2　波达角变化时的跟踪曲线

$$SINR(t) = \frac{\sum_{p\,I\,P}\sum_{k=1} + a_k^{(p)}(t)\,V_{sg}^{(p)}(t) + ^2}{\sum_{p\,I\,P}\sum_{k\,X1\,I\,K} + a_k^{(p)}(t)(V_{int}^{(p)}(t) + n^{(p)}(t)) + ^2} \quad (27)$$

其中 $V_{sg}^{(p)}$, $V_{int}^{(p)}$ 分别表示(N @P)信号和干扰的采样数据, $n^{(p)}$ 为第 p 个阵元的加性高斯白噪声. 仿真中保持期望数据源波达角及其信号功率不变, 另外 5 个数据源作为干扰信号, 其功率作为干扰功率, 调整干扰功率, 改变期望数据源功率与干扰功率之比, 考察接收信号的 SINR. 图 3 表明阵元数越多, 期望数据源的接收信号 SINR 越高, 符合通常的信号检测规律, 然而该算法在阵元数小于数据源数, 即图中 P 等于 2 和 4

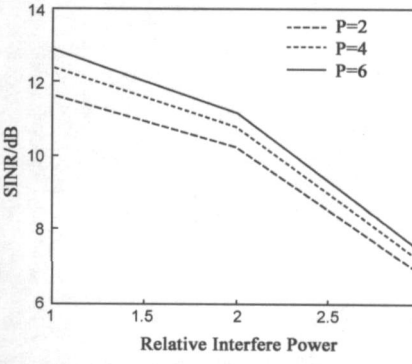

图 3　阵元数不同时, SINR 随相对干扰功率变化曲线

时,接收到的期望数据源信号仍具有较高的 SINR,说明该算法在阵元数小于数据源数时仍然有效;图中还显示 P = 2,4 与 P = 6 相比,其 SINR 性能相差不到 1dB,表明在阵元数小于数据源数时,该算法与基于传统子空间方法[8]的处理性能比较接近.

5 结论

通过对比阵列天线与单天线(即时域处理)接收信号的差异,并基于子空间方法推导出均匀直线阵列天线方向向量估计算法.推导过程利用了叠加信号包含方向向量信息的特点,通过子空间方法构造出方程,求出方向向量自适应盲估计.该算法没有要求传感器数比信源数多,克服了以往子空间方法中的这一限制.大量的仿真实验表明在阵元数小于数据源数时,其与基于传统的子空间方法的处理相差不到 1dB,证明了算法的有效性,使基于子空间方法的阵列天线方向向量估计算法在移动通信中更易于实现.

参考文献:

[1] Xiaodong Wang, Poor H V. Space2time multiuser detection in multipath CDMA channels[J]. IEEE Trans Signal Processing, 1999, 47(9): 2356- 2374.

[2] Miller S, Schwartz S C. Integrated spatial2temporal detectors for asynchronous Gaussian multiple access channels [J]. IEEE Trans Commun, 1995, 43(2/3/4): 396- 411.

[3] Verdu S. Multiuser Detection[M]. Cambridge UK: Cambridge Univ Press, 1998.

[4] Paulaj A J, Papadias C B. Space2time processing for wireless communication[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 1997, 14(11): 49- 83.

[5] Honig M L, Poor H V. Adaptive Interference Suppression[M]. Wireless Communications: Signal Processing Perspectives, H V Poor, G W Wornnell, Eds. Upper Saddle River, NJ: Prentice2Hall, 1998.

[6] Schmidt R O. Multiple emitter location and signal parameter es2timation[J]. IEEE Trans Antennas Propagat, 1986, AP234: 276- 280.

[7] Reynolds D, Xiaodong Wang. Adaptive transmitter optimization for blind and group2blind multiuser detection[J]. IEEE Trans Signal Processing, 2003, 51(3): 825- 838.

[8] Xiaodong Wang, Poor H V. Blind multiuser detection: a sub2space approach[J]. IEEE Trans Inform Theory, 1998, 44(2): 677- 690.

[9] Seungwon Choi, Donghee Shim. A novel adaptive beamforming algorithm for a smart antenna system in a CDMA mobile com2munication environment[J]. IEEE Trans Veh Technol, 2000, 49(5): 1793- 1806.

[10] 张贤达, 保铮. 通信信号处理[M]. 北京: 国防工业出版社, 2000.
Zhang Xian2da, Bao Zheng. Communication Signal Processing [M]. Beijing: National Defence Industry Press, 2000. (in Chi2nese)

[11] Bin Yang. Projection approximation subspace tracking[J]. IEEE Trans Signal Processing, 1995, 43(1): 95- 107.

作者简介:

李作洲 男,1965 年生于辽宁锦州,大连海事大学副教授,博士,主要研究方向为移动通信中多用户检测、资源管理.
E2mail: lizzh19@newmail. dlmu. edu. cn

朱义胜 男,1945 年出生,大连海事大学教授,博士生导师,主要研究方向为电路与系统.