

# 适用于任意阵列的多径信道二维方向角 与相对时延的联合估计方法

蒋伯峰, 王文杰, 殷勤业

(西安交通大学电信学院信息工程研究所, 西安 710049)

**摘要:** 在多径传输的情况下, 经常需要估计各路径的二维波达方向角度及相对时延. 本文给出了在信道冲激响应可以估计的前提下, 一种基于波达方向矩阵法的二维方向角与相对时延的联合估计方法, 该方法充分利用了已知的信号码形信息, 给出了一种无需进行搜索的闭式解, 与基于多维 MUSIC 或多维 ESPRIT 的方法相比, 具有运算量小的优势.

**关键词:** 二维波达方向角度; 相对时延; 联合估计

**中图分类号:** TN957.52      **文献标识码:** A      **文章编号:** 0372-2112(2000)12-0001-04

## Joint Two Dimensional Angle and Delay Estimation Method Suitable for General Arrays

JIANG Bo feng, WANG Wenr jie, YIN Qin ye

(Information Engineering Institute, School of Electronics and Information Engineering Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

**Abstract:** In the multi path communication scenario, it is needed to estimate the two dimensional angles and relative time delays of each multi path ray. We have derived a method based on DOA Matrix for the estimation of these parameters from the estimated channel impulse response, using knowledge of the transmitted pulse shape function. Compared with the multi dimensional MUSIC like or ESPRIT-like ones, the algorithm does not need any search. It is a closed form solution, so it has slight computation burden.

**Key words:** two dimensional angles; relative time delay; joint angle and delay estimation

### 1 引言

智能天线技术是利用移动用户的空间方位信息来增加系统容量的一项关键技术, 因此, 多径环境中用户信号经各路径到达天线阵的方向角和相对时延的估计在智能天线的实现中起了决定性的作用. 方向角和相对时延的估计也是雷达、声纳等研究领域中的典型问题. 当天线阵为平面阵时, 某一个来波的方向角则是由方位角 (azimuth angle) 与仰角 (elevation angle) 构成, 为二维参数, 加上各路径之间的相对时延信息, 所以二维方位角与相对时延的联合估计是一个三维参数的估计问题. 三维参数估计存在的最大问题是运算量巨大. 文献[1]给出的三维参数闭式估计方法虽然避免了多维搜索, 但仍需对三个矩阵同时进行 Schur 分解, 其运算量也是非常可观的. 就方向角与相对时延的联合估计而言, 在信道冲激响应已知或可以估计出来的前提下, 近年来提出了一些基于子空间分解的高分辨率方法<sup>[2~4]</sup>. 但是, 这些方法都普遍存在运算量大的问题, 且大部分难以直接推广到二维角度与相对时延的联合

估计中. 而在实际应用中, 为了提高系统的性能, 往往采用平面阵, 因此, 高效的二维角度与相对时延联合估计显得尤为重要.

本文首先将信道的冲激响应转换到频域, 然后利用 DOA Matrix 方法实现了时延与阵列导向矢量的联合估计. 由于导向矢量是由阵列的几何信息与波达方向信息构成的, 所以在平面阵的导向矢量中含有二维方向信息, 从导向矢量中利用最小二乘估计就可以得到二维方向角. 在估计时没有搜索过程, 同时无需考虑各个路径相对时延与波达方向角的配对问题, 是一种闭式解, 与已有的方法<sup>[1,4]</sup>相比运算量明显减少.

### 2 问题的数学模型

基站采用阵列天线后, 某个用户作为一个源与基站天线阵之间可以用图 1 所示的单输入多输出 (SIMO) 模型来等效, 其中  $M$  表示天线阵的阵元数.

为表示简洁, 令  $\mathbf{h}(t) = [h_1(t), h_2(t), \dots, h_M(t)]^T$ . 这天线阵在第  $n$  个时隙收到的基带信号可以用矢量表示为

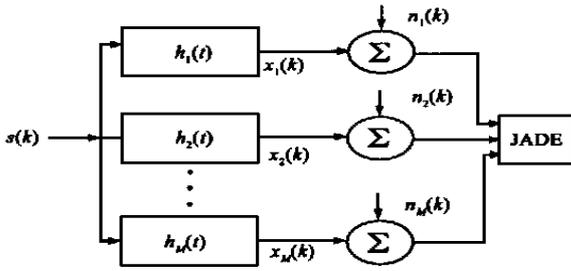


图 1 SIMO 系统模型

$$\mathbf{X}^{(n)}(t) = \mathbf{h}^{(n)}(t) \odot s(k) + \mathbf{n}^{(n)}(t) \quad (1)$$

其中  $\mathbf{X}^{(n)}(t) = [x_1^{(n)}(t), \dots, x_M^{(n)}(t)]^T$ ,  $n$  代表第  $n$  个时隙,  $s(k)$  为用户发送的数字序列, 其码元周期为  $T$ ,  $\mathbf{n}(t)$  为加性白噪声. 一般可以认为  $\mathbf{h}^{(n)}(t)$  在一个时隙内是线性时不变的.

如果所传输的信号中有训练序列,  $\mathbf{h}^{(n)}(t)$  可以在发送训练序列的时隙直接由所收到的  $\mathbf{X}^{(n)}(t)$  求得; 如无训练序列,  $\mathbf{h}^{(n)}(t)$  可以采用盲估计的方法<sup>[6,7]</sup>得到. 如何得到  $\mathbf{h}^{(n)}(t)$  不属于本论文研究的问题. 本文假设已用某种方法得到了近似的  $\mathbf{h}^{(n)}(t)$ .

实际的传输环境往往可以看成是由多条可分离的路径构成的,  $\mathbf{h}(t)$  是多径效应的总体表现形式, 它含有各条路径的空间方位信息及相对时延信息. 设  $Q$  为多径数, 则每条路径可以用波达方向  $(\alpha_i, \beta_i)$ 、时延  $\tau_i$  和复衰落  $b_i(n)$  表示, 对第  $n$  个时隙而言, 信道的冲激响应可以表示为<sup>[9]</sup>

$$\mathbf{h}^{(n)}(t) = \sum_{i=1}^Q \mathbf{a}(\alpha_i, \beta_i) b_i(n) g(t - \tau_i) \quad (2)$$

其中  $\mathbf{a}(\alpha_i, \beta_i)$  为天线阵在  $(\alpha_i, \beta_i)$  方向上的导向矢量,  $g(t)$  是已知的基带码型. 通常可以假设  $g(t)$  的长度是有限的, 设  $g(t)$  在  $[0, LcT]$  区间有效.

又设  $\tau_{\max} = \max_{1 \leq i \leq Q} \tau_i$ , 令  $LT = LcT + \tau_{\max}$ , 则  $\mathbf{h}^{(n)}(t)$  在  $t \in [0, LT]$  区间有效, 即信道在第  $n$  个时隙可以用长度为  $LT$  的 FIR 滤波器来表示.

将  $\mathbf{h}^{(n)}(t)$  进行离散化, 表示成以下  $M \times PL$  维矩阵的形式

$$\mathbf{H}^{(n)} = [\mathbf{h}^{(n)}(0), \mathbf{h}^{(n)}(T/P), \dots, \mathbf{h}^{(n)}((L-1/P)T)] \quad (3)$$

其中  $P$  为  $\mathbf{h}^{(n)}(t)$  在一个周期  $T$  内的采样点数.

根据式(2)  $\mathbf{H}^{(n)}$  可以写成如下的因式

$$\mathbf{H}^{(n)} = \mathbf{A}(\alpha, \beta) \text{diag}(\mathbf{b}(n)) \mathbf{G}^T(\tau) \quad (4)$$

其中  $\mathbf{A}(\alpha, \beta) = [\mathbf{a}(\alpha_1, \beta_1), \dots, \mathbf{a}(\alpha_Q, \beta_Q)]$

$$\alpha = [\alpha_1 \dots \alpha_Q]; \beta = [\beta_1 \dots \beta_Q]; \tau = [\tau_1 \dots \tau_Q]$$

$\mathbf{G}(\tau) = [\mathbf{g}(\tau_1), \dots, \mathbf{g}(\tau_Q)]$  为  $LP \times Q$  维矩阵;

$\mathbf{g}(\tau_i) = [g(kT - \tau_i)]$  为  $LP$  维列向量;

$$k = 0, 1/P, \dots, L-1/P;$$

$$\mathbf{b}(n) = [b_1(n), b_2(n), \dots, b_Q(n)];$$

多径环境下二维波达方向角度与相对时延的联合估计即

由  $\mathbf{H}^{(n)}$  估计  $(\alpha, \beta)$  和  $\tau$ .

### 3 二维波达方向角度与相对时延的联合估计

#### 3.1 平面任意阵的导向矢量

一个具有  $M$  个阵元的平面任意阵如图 2 所示, 为分析方便, 设参考阵元  $E_0$  位于坐标原点, 阵元  $m$  在  $(x, y)$  平面上的位置用阵元到坐标原点的距离  $r_m$  及与  $x$  轴的夹角  $\theta_m$  来表示. 波达方向的仰角  $\alpha$  定义为波达方向单位矢量与  $z$  轴的夹角, 取值范围为  $(-\pi/2, \pi/2)$ ; 波达方向的方位角  $\beta$  定义为波达方向单位矢量在  $(x, y)$  平面上的投影与  $x$  轴的夹角, 取值范围为  $(-\pi, \pi)$ . 波达方向单位矢量为  $\mathbf{d}_i = (\sin \alpha_i \cos \beta_i, \sin \alpha_i \sin \beta_i, \cos \alpha_i)$ , 第  $m$  个阵元的位置用矢量表示为

$$\mathbf{p}_m = (r_m \cos \theta_m, r_m \sin \theta_m, 0)$$

该矢量在波达方向矢量上的投影

$$\begin{aligned} \Delta d_{mi} &= \mathbf{p}_m \cdot \mathbf{d}_i = r_m \cos \theta_m \sin \alpha_i \cos \beta_i + r_m \sin \theta_m \sin \alpha_i \sin \beta_i \\ &= r_m \sin \alpha_i \cos(\beta_i - \theta_m) \end{aligned}$$

设入射波的波长为  $\lambda$ , 则第  $i$  条路径的窄带平面波在阵元  $m$  及参考阵元之间信号复包络的相位差为  $\Psi_m = \exp(-j \frac{2\pi}{\lambda} \Delta d_{mi})$ , 则在  $(\alpha_i, \beta_i)$  方向上具有  $M$  个阵元的任意阵的导向矢量为

$$\mathbf{a}(\alpha_i, \beta_i) = [1 \ \Psi_1 \ \dots \ \Psi_{M-1}]^T \quad (5)$$

能正确估计出各路径的导向矢量就能进一步估计出  $(\alpha, \beta)$ .

#### 3.2 导向矢量与相对时延的联合估计

我们知道, 在时域的时延对应于频域的相移, 将式(4)按行进行 DFT 变换

$$\tilde{\mathbf{H}}^{(n)} = \text{DFT}[\mathbf{H}^{(n)}] = \mathbf{A}(\alpha, \beta) \text{diag}[\mathbf{b}(n)] \mathbf{F}^T(\phi) \text{diag}(\tilde{\mathbf{g}}) \quad (6)$$

其中:  $\mathbf{F}(\phi) = [\mathbf{f}(\phi_1), \dots, \mathbf{f}(\phi_Q)]$

$$\mathbf{f}(\phi_i) = [1 \ \phi_i \ \phi_i^2 \ \dots \ \phi_i^{P-1}]^T$$

$$\phi_i = \exp(-j 2\pi \tau_i / L)$$

$$\tilde{\mathbf{g}} = \text{DFT}[\mathbf{g}]$$

$$\mathbf{g} = [g(0) \ g(1), \dots, g(L-1/P)]$$

可以看出以上矩阵中信息冗余非常大, 为了减少运算量, 可以只取  $\tilde{\mathbf{H}}^{(n)}$  的前两列. 此时  $\mathbf{f}(\phi_i)$  和  $\text{diag}[\tilde{\mathbf{g}}]$  将变成以下的形式

$$\mathbf{f}(\phi_i) = [1 \ \phi_i]^T$$

$$\text{diag}[\tilde{\mathbf{g}}] = \begin{bmatrix} \tilde{g}(0) \\ \tilde{g}(1) \end{bmatrix}$$

为将基带传输波形的影响去掉, 将式(6)两边同时右乘  $[\text{diag}(\tilde{\mathbf{g}})]^{-1}$ , 得

$$\mathbf{H}^{(n)} = \mathbf{A}(\alpha, \beta) \text{diag}[\mathbf{b}(n)] \mathbf{F}^T(\phi)$$

将  $\mathbf{H}^{(n)}$  按列矢量化<sup>[9]</sup>:

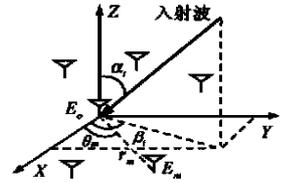
$$\text{Vec}[\mathbf{H}^{(n)}] = \text{Vec}[\mathbf{A}(\alpha, \beta) \text{diag}[\mathbf{b}(n)] \mathbf{F}^T(\phi)]$$

$$= [\mathbf{F}(\phi)]^o \mathbf{A}(\alpha, \beta) \cdot \mathbf{b}(n)$$

$$= \begin{bmatrix} \mathbf{A}(\alpha, \beta) \\ \mathbf{A}(\alpha, \beta) \Phi \end{bmatrix} \cdot \mathbf{b}(n) \quad (7)$$

其中“ $\circ$ ”表示 Khatri-Rao 积,

$$\Phi = \text{diag}(\phi_1, \phi_2, \dots, \phi_Q).$$

图 2 具有  $M$  个阵元的平面任意阵示意图

$\begin{bmatrix} A(\alpha, \beta) \\ A(\alpha, \beta) \Phi \end{bmatrix}$  称为时空二维阵列流形, 所含的信息为用户的空间方位信息, 可以假设移动通信中用户的空间方位信息是一个相对慢变化的量, 因此  $\begin{bmatrix} A(\alpha, \beta) \\ A(\alpha, \beta) \Phi \end{bmatrix}$  在观测时间内可以认为是不变的, 将相继  $S$  个  $\text{Vec}\{H^{(n)}\}$  构成矩阵  $X_H$ , 则

$$X_H = \begin{bmatrix} A(\alpha, \beta) \\ A(\alpha, \beta) \Phi \end{bmatrix} \cdot B$$

其中  $B = [b(1), b(2), \dots, b(S)]$ , 为  $Q \times S$  的矩阵, 其各列对应于不同时隙的复衰落, 信道的复衰落与用户的空间方位信息相比是一个快变量, 可以假设各个时隙中信道的衰落是相互独立的, 因此  $B$  的各列是不相关的。

将  $X_H$  按前  $M$  行及后  $M$  行分成两个子式

$$X = A(\alpha, \beta) B \quad (8)$$

$$Y = A(\alpha, \beta) \Phi \cdot B \quad (9)$$

$$R_{XX} = (1/S) X \cdot X^H = AR_{BB}A^H$$

$$R_{YY} = (1/S) Y \cdot Y^H = A \cdot \Phi \cdot R_{BB}A^H$$

其中  $R_{BB} = (1/S) B \cdot B^H$ , 传输环境总会有微小的变化, 所以保证了  $R_{BB}$  为非奇异。

构造波达方向矩阵  $R = R_{XX}R_{XX}^\#$

$$\text{其中 } R_{XX}^\# = \sum_{i=1}^Q \mu_i^{-1} V_i V_i^H;$$

设  $\mu_1 \geq \mu_2 \geq \dots \geq \mu_Q \geq \mu_{Q+1} = \dots = \mu_M$ ,  $\mu_i$ 、 $V_i$  分别为  $R_{XX} = E[x(t)x^H(t)]$  的前  $Q$  个大特征值及与之对应的特征向量。

定理 如果  $R_{BB}$  为非奇异, 则波达方向矩阵的  $Q$  个非零特征值就是矩阵  $\Phi$  对角线上的  $Q$  个元素, 其对应的特征向量就是矩阵  $A$  的  $Q$  个列向量, 即:  $RA = \Phi \cdot A$ , 证明见文[5]。

由此, 就能从  $R$  的特征值和特征向量中分别估计出各个多径的  $[a(\alpha_i, \beta_i), \tau_i]$ 。注意  $a(\alpha_i, \beta_i)$  和  $\tau_i$  是自然配对的, 因为在特征分解时特征值和特征向量是成对使用的, 而且由于无需搜索, 因而是一种高效的多个路径导向矢量与相对时延的联合估计。

### 3.3 二维方向角的最小二乘估计

得到第  $i$  条路径所对应的天线阵导向矢量, 就相当于得到了一组满足式(5)关系的  $(\alpha_i, \beta_i)$  测量值, 可以采用最小二乘估计从这一组测量值中估计  $(\alpha_i, \beta_i)$ 。在进行特征值分解时, 特征向量和真正的导向矢量之间存在一个任意的复系数, 通过将特征向量按第一个元素进行归一化即可将这个任意的复系数去掉, 得到导向矢量的估计值

$$\hat{a}_i = [1 \quad e^{j\mu_1} \quad \dots \quad e^{j\mu_{M-1}}]^T$$

对比式(5)导向矢量的表示形式, 可以得到以下方程组

$$\begin{cases} \frac{2\pi}{\lambda} \tau_1 \sin\alpha_i \cos(\beta_i - \theta_1) = u_1 \\ \frac{2\pi}{\lambda} \tau_2 \sin\alpha_i \cos(\beta_i - \theta_2) = u_2 \\ \vdots \\ \frac{2\pi}{\lambda} \tau_{M-1} \sin\alpha_i \cos(\beta_i - \theta_{M-1}) = u_{M-1} \end{cases}$$

将此方程组进行适当的变形得

$$\begin{cases} \sin\alpha_i \cos\beta_i + \sin\alpha_i \sin\beta_i \text{tg}\theta_1 = \frac{u_1 \lambda}{2\pi \cdot r_1 \cos\theta_1} \\ \sin\alpha_i \cos\beta_i + \sin\alpha_i \sin\beta_i \text{tg}\theta_2 = \frac{u_2 \lambda}{2\pi \cdot r_2 \cos\theta_2} \\ \vdots \\ \sin\alpha_i \cos\beta_i + \sin\alpha_i \sin\beta_i \text{tg}\theta_{M-1} = \frac{u_{M-1} \lambda}{2\pi \cdot r_{M-1} \cos\theta_{M-1}} \end{cases}$$

令:  $\sin\alpha_i \cos\beta_i = m_i$ ;  $\sin\alpha_i \sin\beta_i = n_i$ ;

$$\frac{u_m \lambda}{2\pi \cdot r_m \cos\theta_m} = y_m;$$

其中  $i$  为多径数,  $i = 1, \dots, Q$ ;  $m$  为天线阵的阵元序号,  $m = 1, \dots, M-1$ ; 方程组可以进一步简化为

$$\begin{cases} m_i + n_i \text{tg}\theta_1 = y_1 \\ m_i + n_i \text{tg}\theta_2 = y_2 \\ \vdots \\ m_i + n_i \text{tg}\theta_{M-1} = y_{M-1} \end{cases}$$

由上式可见, 这是一个标准的线性参数估计问题<sup>[10]</sup>, 为表示方便, 可以用矩阵来描述, 令

$$y = [y_1 \quad y_2 \quad \dots \quad y_{M-1}]^T;$$

$$W = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ \text{tg}\theta_1 & \text{tg}\theta_2 & \dots & \text{tg}\theta_{M-1} \end{bmatrix}^T;$$

$$\hat{m}_i = [\hat{m}_i \quad \hat{n}_i]^T$$

残差为

$$v = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ \vdots \\ v_{M-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_1 - (\hat{m}_i + \hat{n}_i \text{tg}\theta_1) \\ y_2 - (\hat{m}_i + \hat{n}_i \text{tg}\theta_2) \\ \vdots \\ y_{M-1} - (\hat{m}_i + \hat{n}_i \text{tg}\theta_{M-1}) \end{bmatrix} = y - W \hat{m}_i$$

残差的平方和为  $R = \sum_{m=1}^{M-1} v_m^2 = v^T v$ ;

$R$  对  $\hat{m}_i, \hat{n}_i$  求偏导后得到正规方程

$$W^T W \hat{m}_i = W^T y$$

正规方程的解  $\hat{m}_i = (W^T W)^{-1} W^T y$

得到  $\hat{m}_i$  后就可以求出  $(\alpha_i, \beta_i)$  的估计值。

### 4 计算机仿真实验结果

设单个信源经过  $Q = 3$  条路径到达 8 单元任意平面阵, 阵元 1 作为参考阵元, 位于坐标原点, 其它阵元与  $x$  轴的夹角分别为:  $[10, 45, 60, 40, 50, 13, 17]$ ; 与坐标原点的距离(单位为波长  $\lambda$ ) 分别为:  $[0.6, 0.5, 0.7, 0.4, 0.6, 0.7, 0.5]$ 。基带信号经升余弦滚降滤波器成形, 滚降系数为 0.5, 截取  $L_g = 6$  的有限长度,  $T$  规格化为 1, 每个阵元的过采样率  $P = 2$ 。各路径的衰落系数服从高斯分布, 其均值为零, 方差分别为  $[1, 0.9, 0.8]$ 。系统的  $H^{(n)}$  采用文[6]中的方法得到, 在信噪比为 20dB 时, 对  $H^{(n)}$  的估计误差小于 10%, 利用估计的  $H^{(n)}$ , 在相继的  $S = 20$  个时隙中, 对  $(\alpha, \beta)$  与  $\tau$  进行联合估计。

实验中各路径的仰角分别为  $[10, 20, 30]$  度, 方位角分别为  $[20, -30, 40]$  度, 相对时延分别为  $[0.2, 1, 0.6]$ 。为了观测方法的统计效果, 每种情况由 100 次独立的 Monte Carlo 实验组成, 实验结果如图 3 所示。

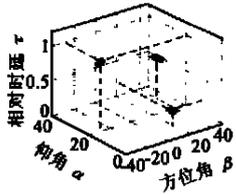


图3  $H^{(n)}$  有 10% 误差情况下二维方向角与相对时延的联合估计结果

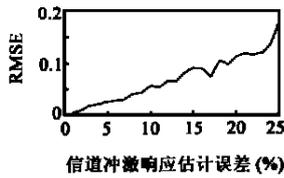


图4 RMSE 与信道冲激响应估计误差之间的关系

由实验可以看出, 在所得到的  $H^{(n)}$  有 10% 的误差情况下, 可以得到各个路径正确的相对时延与二维波达方向角的联合估计。

信号在传输过程中会受到噪声和干扰的影响, 因此所得  $H^{(n)}$  总会有一定的误差, 为衡量  $H^{(n)}$  在有误差的情况下对估计精度的影响, 可以定义估计量的归一化均方根误差

$$\text{RMSE} = \frac{1}{\|S\|} \sqrt{\frac{1}{N_t} \sum_{i=1}^{N_t} \|S(i) - S\|^2}$$

其中  $N_t$  为 Monte Carlo 实验次数,  $S = [\alpha, \beta, \tau]$  为待估计的参数,  $S(i) = [\alpha, \beta, \tau]$  为在有一定噪声的情况下, 第  $i$  次实验时对  $S$  的估计值。图 4 为 RMSE 随  $H^{(n)}$  误差变化的曲线。从图中可以看出, 本文提出的方法在  $H^{(n)}$  有误差的情况下是稳健的。

## 5 结论

对于平面任意阵, 本文给出了在多径信道冲激响应已知或可以估计出来的条件下, 对各个路径二维波达方向角与相对时延的一种联合估计闭式解, 在天线阵阵元数大于多径数的情况下, 该方法具有运算量小、精度高且稳健的特点。由于该方法对阵元的排列无特殊的要求, 适用于采用平面阵(如圆阵)的智能天线系统。当系统采用频分双工时, 利用此方法可以方便地从上行信道的冲激响应中得到下行波束形成所需的波达方向与相对时延信息; 同时该方法也为解决相干源任意阵多维 DOA 估计问题提供了一条有效的途径。

## 参考文献:

- [1] M. Haardt, C. Bruner, and J. A. Nossek. Efficient high resolution 3-D channel sounding [A]. IEEE VTC'98, May. 1998, Ottawa: 164-168.
- [2] M. Vanderveen, C. Papadias, and A. Paulraj. Joint angle and delay estimation (JADE) for signals arriving at an antenna array [J]. IEEE Commun. Lett. Jan. 1997(1): 12-14.

- [3] A. Veen, M. Vanderveen, and A. Paulraj. Joint angle and delay estimation using shift invariance techniques [J]. IEEE Trans. on Signal Processing, Feb. 1998, 46(2): 405-418.
- [4] M. Vanderveen, A. Veen, and A. Paulraj. Estimation of multipath parameters in wireless communications [J]. IEEE Trans. on Signal Processing, Mar. 1998, 46(3): 682-690.
- [5] 殷勤业, 邹理和, R. Newcomb. 一种高分辨率二维信号参数估计方法——波达方向矩阵法 [J]. 通信学报, 1991, 12(4): 1-7.
- [6] G. Xu, H. Liu, L. Tong, T. Kailath. A least squares approach to blind channel identification [J]. IEEE Trans. on Signal Processing, Dec. 1995, 43(12): 2982-2993.
- [7] E. Moulines, P. Duhamel, J. Cardoso, and S. Mayrargue. Subspace methods for the blind identification of multichannel FIR filters [J]. IEEE Trans. on Signal Processing, Feb. 1995(43): 516-525.
- [8] 张贤达著. 信号处理中的线性代数 [M]. 北京: 科学出版社, 1997.
- [9] G. G. Raleigh and A. Paulraj. Time varying vector channel estimation for adaptive spatial equalization [J]. Proc. IEEE. Globecom, Nov. 1995, Singapore: 218-224.
- [10] 丁振良编. 误差理论与数据处理 [M]. 哈尔滨工业大学出版社, 1992.

## 作者简介:



蒋伯峰 1962 年出生, 副教授。1983 年、1988 年分别获西安交通大学学士、硕士学位, 现为西安交通大学通信与信息系统专业博士研究生, 主要研究方向为阵列信号处理、信道盲估计、通信中的时空信号处理等。已在国内外发表论文十余篇。



王文杰 1971 年出生, 1993 年、1998 年分别获西安交通大学学士、硕士学位, 现为西安交通大学通信与信息系统专业博士研究生, 主要研究方向为阵列信号处理、CDMA、通信中的时空信号处理等。已在国内外发表论文多篇。

殷勤业 1950 年出生, 教授、博士生导师。1982 年、1985 年和 1989 年分别获西安交通大学学士、硕士和博士学位, 现为西安交通大学信息工程研究所所长, 主要从事空间谱估计、智能天线、神经网络理论及应用和时频分析等方面的研究工作。