

# 一种新的基于参数信道模型的 MIMO 信道估计算法

孙亮 郭金京 王亚峰 杨大成  
(北京邮电大学无线中心 北京 100876)

**摘要:** 针对频率选择性块衰落 MIMO 信道, 该文提出一种改进的基于参数信道模型的信道估计方法。该方法首先通过修正后的 TST-MUSIC 算法估计多径的传播时延和角度。由时延和角度信息, 得到一种基于参数信道模型的信道估计方法。仿真结果表明此种方法可以有效地减少参数估计的维数, 其性能要远远优于非参数的最小二乘估计器。

**关键词:** 无线通信; 角度时延联合估计; 多入多出系统; 发送角; 到达角

**中图分类号:** TN92

**文献标识码:** A

**文章编号:** 1009-5896(2007)05-1145-05

## A Novel MIMO Channel Estimation Based on Parametric Channel Modeling

Sun Liang Guo Jin-jing Wang Ya-feng Yang Da-cheng

(Radio Communications Center, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China)

**Abstract:** An improved channel estimation scheme based on estimation of parameters is presented for frequency-selective MIMO channels. In the algorithm, the propagation delays and the angles of multipath are firstly estimated by a modified TST-MUSIC algorithm. With the information of multipath delays and angles, an estimator based on parametric channel model is derived and the estimator's performance is analysed. Simulation results show that the method can effectively decrease the dimension of estimated parameters, consequently has much better performance than the nonparametric least square estimator.

**Key words:** Wireless Communication; Joint angle and delay estimation; MIMO system; DOD; DOA

### 1 引言

MIMO系统采用了多种空时处理技术, 从而在散射体丰富的无线信道中, 充分利用了空间分集和时间分集, 与传统的无线通信系统相比容量有极大的提高<sup>[1,2]</sup>。然而为了在MIMO通信系统中获得文献[1,2]提出的容量要求, 任意收发天线之间的信道冲激响应必须完全已知。因此精确地获得信道估计是MIMO系统的关键。

信道估计最常用的方法是通过发送训练序列, 根据接收到的信号和已知的训练序列来进行估计。近些年相关研究人员也对此越发感兴趣, 文献[3, 4]讨论了两种这样的MIMO信道的估计方法。这些信道估计器没有对信道模型作任何假设, 然而实际通信系统中的无线信道可以由若干条主要的可分辨径来代表。文献[5]考虑到无线信道的这一特点, 采用一种包含时延信息的信道模型, 通过对信道时延信息的估计来提高信道估计的精度。本文采用一种远场信号模型<sup>[6]</sup>, 这里远场假设是指主要的散射体离天线阵列足够远, 以使时延、离开角和到达角在天线阵列孔径各处都保持不变。由于角度、时延相对于幅度变化慢, 所以时延和角度信息可以每隔一段时间进行更新。此时信道估计误差只取决于快速变化的

信道幅度的估计精度(当时延和角度估计足够精确时)。

角度和时延的联合估计是一个被广泛研究的问题, 常用方法有JADE-MUSIC<sup>[7]</sup>、TST-MUSIC<sup>[8]</sup>、JADE-ESPRIT<sup>[9]</sup>等, 但是这些算法都仅限于SIMO系统, 所采用的模型只考虑到到达角(DOAs)和时延, 不包含发送角(DODs)。本文在TST-MUSIC算法<sup>[8]</sup>的基础上, 将参数估计推广到发送角、到达角、传播时延三者的联合估计。用两个一维时域MUSIC算法(T-MUSIC)和一个二维空间域MUSIC算法(S-MUSIC), 综合时域滤波和空间波束成形, 将到达接收端天线阵列的多径信号进行分组, 然后分别估计各个信道的参数, 并将各径的传播时延和离开角、到达角自动配对。最后, 估计信道各个多径的衰落值, 完成整个信道的估计。

文章结构如下: 第2节介绍文中采用的信号模型和信道模型, 第3节详细说明基于TST-MUSIC的参数估计算法, 并基于估计的参数完成对信道矩阵的估计, 第4节通过分析和仿真说明了该算法的精度及优越性能。

文中使用了以下符号:  $(\cdot)^*$  表示矩阵元素共轭转置;  $(\cdot)^T$  表示矩阵转置;  $(\cdot)^H$  表示矩阵 Hermit 转置;  $(\cdot)^\dagger$  表示矩阵的伪逆;  $\|\cdot\|_F$  表示矩阵或向量的 Frobenius 范数;  $\otimes$  表示 Kronecker 乘积;  $\circ$  表示 Khatri-Rao 乘积(两矩阵对应列的 Kronecker 乘积)  $\odot$  表示两矩阵对应元素相乘,  $\mathbf{I}_n$  表示  $n \times n$

的单位矩阵。文中矩阵符号的下标都代表着当前的时隙号。文中所采用的天线都是全向天线，收发端为等距直线天线阵列。

## 2 模型

### 2.1 信号模型

设 MIMO 信道发端有  $N$  根天线，收端有  $M$  根天线，对接收端天线阵列得到的基带信号以  $P$  倍的码片速率进行过采样，则在第  $l$  个时隙内对应发送的长度为  $L$  的已知码片序列， $M$  个接收的离散时间信号(每个天线一个)用矩阵表示为

$$\mathbf{Y}_l = \mathbf{H}_l \begin{bmatrix} \mathbf{S} \\ \mathbf{I}_P \end{bmatrix} + \mathbf{N}_l \quad (1)$$

其中  $\mathbf{Y}_l = [\mathbf{y}_l[0], \dots, \mathbf{y}_l[PL-1]]$ ，表示接收端以  $P$  倍码片速率过采样得到的信号。 $\mathbf{H}_l = [\mathbf{H}_l^{(1)}, \mathbf{H}_l^{(2)}, \dots, \mathbf{H}_l^{(N)}]$  为 MIMO 块衰落信道矩阵，其中  $\mathbf{H}_l^{(n)}$  为对应第  $n$  个发送天线的信道响应矩阵， $W$  表示信道长度(以码片长度为归一化单位)。卷积矩阵  $(\mathbf{S} \otimes \mathbf{I}_P)$  包含了过采样的训练序列， $\mathbf{S} = [\mathbf{S}^{(1)\text{T}}, \mathbf{S}^{(2)\text{T}}, \dots, \mathbf{S}^{(N)\text{T}}]^\text{T}$ ，其中  $\mathbf{S}^{(n)\text{T}}$  为  $W \times L$  的托布利兹矩阵，包含第  $n$  根发送天线发送的训练序列。

$$\mathbf{S}^{(n)} = \begin{bmatrix} s^{(n)}[0] & s^{(n)}[1] & \dots & s^{(n)}[L-1] \\ s^{(n)}[-1] & s^{(n)}[0] & \dots & s^{(n)}[L-2] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ s^{(n)}[1-W] & s^{(n)}[2-W] & \dots & s^{(n)}[N-W] \end{bmatrix} \quad (2)$$

$\mathbf{N}_l = [n_l[0], \dots, n_l[LP-1]]$  与  $\mathbf{Y}_l$  有相同的结构，为零均值的时间，空间非相关的复高斯白噪声，并且  $1/LP \cdot E[\mathbf{N}_l \mathbf{N}_l^H] = \mathbf{R}_n$ 。

### 2.2 MIMO 信道模型

如图 1 所示，发送端和接收端采用均匀直线天线阵列，相邻天线间隔为  $d_a$ 。将无线传播信道中散射体看作点源，在第  $l$  个时隙 MIMO 信道共有  $d$  条多径，每条多径信道的参数有：多径传播时延  $\tau_i$ ，信号离开角(DOD)  $\alpha_i^{(T)}$ ，到达角(DOA)  $\alpha_i^{(R)}$ ，多径信道幅度  $\beta_i$ ，其中  $\beta_i$  为复随机变量。总的信道冲激响应为所有  $d$  条路径冲激响应的叠加。终端和散射体的移动使无线信道为时变，如果终端的移动速度不是非常快，可以认为信号的传播角度/时延  $\{\alpha_i^{(T)}, \alpha_i^{(R)}, \tau_i\}_{i=1}^d$  为准静态，虽然终端在  $K$  个时隙内移动，但各径的DODs, DOAs 和时延在此段时间内的变化非常小，所以可以假设这些参数在此段时间内保持不变<sup>[10]</sup>。

在无线通信应用中，通常假设  $d$  条多径信号互不相关，并且它们的衰落幅度为零均值复高斯变量<sup>[11]</sup>。因此衰落向量

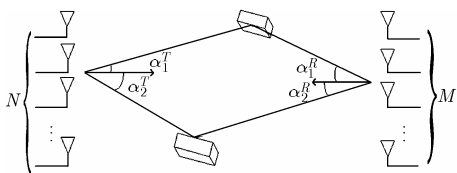


图 1 MIMO 信道模型的几何结构

$\beta_l = [\beta_{1,l}, \dots, \beta_{d,l}]$  的相关矩阵为

$$E\{\beta_l \times \beta_l^H\} = \text{diag}(\sigma_1^2, \dots, \sigma_d^2) \triangleq \mathbf{P}$$

并且  $E\{\beta_l \times \beta_l^T\} = 0$ ，其中  $E\{\bullet\}$  代表统计平均， $\sigma_i^2$  为第  $i$  条路径信号的平均功率。信道的衰落  $\{\beta_{i,l}\}_{i=1}^d$  在每一个时隙内保持不变，而在时隙与时隙之间变化。不同时隙的信道衰落  $\{\beta_{i,l}\}_{i=1}^d$  幅度可以看作平稳随机过程，其时间相关性与多普勒频偏和时隙的长度有关<sup>[12]</sup>。

对应过采样接收信号，MIMO-FIR 信道矩阵  $\mathbf{H}_l$  现在可以表示为

$$\mathbf{H}_l = \sum_{i=1}^d \beta_{i,l} \mathbf{A}_{i,l} \otimes g(\tau_{i,l})^\text{T} \quad (3)$$

其中  $\mathbf{A}_{i,l} = \mathbf{a}_R(\alpha_{i,l}^{(R)}) \mathbf{a}_T(\alpha_{i,l}^{(T)})^\text{T}$ ， $\mathbf{a}_R(\alpha)$  ( $\mathbf{a}_T(\alpha)$ ) 表示角度为  $\alpha$  的接收天线(发送天线)的阵列响应向量。对于间隔为  $d_a$  的均匀直线全向天线阵列有

$$\mathbf{a}(\theta_{dl}) = [1, \exp(j2\pi(d_a/\lambda)\sin(\theta_{dl})), \dots, \exp(j2\pi(d_a/\lambda)(M-1)\sin(\theta_{dl}))]^\text{T} \quad (4)$$

式(3)中的  $g(\tau)$  为  $WP \times 1$  维的向量，表示发端成形滤波器函数，在这里我们采用升余弦函数：

$$g(\tau) = [g(t_0 - \tau), g(t_0 - (T_c/P) - \tau), \dots, g(t_0 - ((WP-1)T_c/P) - \tau)]^\text{T} \quad (5)$$

其中  $T_c/P$  表示采样间隔， $t_0$  为初始时间偏移。式(3)的分解考虑到时延  $\boldsymbol{\tau}_l = [\tau_{1,l}, \dots, \tau_{d,l}]$  和衰落  $\beta_l = [\beta_{1,l}, \beta_{2,l}, \dots, \beta_{d,l}]$  在不同时隙间是独立的，并且对应不同时延的散射体假设不相关<sup>[13]</sup>。

也可以将信道矩阵  $\mathbf{H}_l = [\mathbf{H}_l^{(1)}, \mathbf{H}_l^{(2)}, \dots, \mathbf{H}_l^{(N)}]$  的元素重新排列为  $\bar{\mathbf{H}}_l = [\bar{\mathbf{H}}_l[1], \dots, \bar{\mathbf{H}}_l[W]]$ ，其中  $M \times NP$  矩阵  $\bar{\mathbf{H}}_l[w]$  为对应 MIMO-FIR 信道第  $w$  个抽头的信道矩阵。则  $\bar{\mathbf{H}}_l = \sum_{i=1}^d \beta_{i,l} g(\tau_{i,l})^\text{T} \otimes \mathbf{A}_{i,l}$ ，其中  $g(\tau_{i,l})$ ， $\mathbf{A}_{i,l}$  与以上说明相同。还可以将信道矩阵  $\bar{\mathbf{H}}_l$  作如下调整，将其分为准静态部分和快变部分，也就是变换为矩阵  $\tilde{\mathbf{H}}_l = [\tilde{\mathbf{h}}_l[0], \tilde{\mathbf{h}}_l[1], \dots, \tilde{\mathbf{h}}_l[W-1]]$ ，其中  $MN \times P$  矩阵  $\tilde{\mathbf{h}}_l[w], w = 1, 2, \dots, W$  为  $\bar{\mathbf{H}}_l[w]$  的连续  $N$  列按列作拉直得到。

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{H}}_l &= \sum_{i=1}^d \beta_{i,l} \text{vec}(\mathbf{A}_{i,l}) g(\tau_{i,l})^\text{T} = \mathbf{A}_l \cdot \text{diag}(\beta_l) \mathbf{G}^\text{T}(\boldsymbol{\tau}_l) \\ &= \underbrace{\mathbf{A}_l}_{MN \times d} \cdot \underbrace{\mathbf{B}_l}_{d \times d} \cdot \underbrace{\mathbf{G}^\text{T}(\boldsymbol{\tau}_l)}_{d \times PW} \end{aligned} \quad (6)$$

其中  $\mathbf{A}_l = [\text{vec}\{\mathbf{A}_{1,l}\}, \text{vec}\{\mathbf{A}_{2,l}\}, \dots, \text{vec}\{\mathbf{A}_{d,l}\}]$  为  $MN \times d$  矩阵，即

$$\mathbf{A}_l = [\mathbf{a}_T(\alpha_{1,l}^{(T)}) \otimes \mathbf{a}_R(\alpha_{1,l}^{(R)}), \dots, \mathbf{a}_T(\alpha_{d,l}^{(T)}) \otimes \mathbf{a}_R(\alpha_{d,l}^{(R)})] \quad (7)$$

与一维阵列响应向量  $\mathbf{a}(\alpha)$  相同，在此定义二维阵列响应向量为  $\mathbf{u}(\alpha^{(T)}, \alpha^{(R)}) = \mathbf{a}_T(\alpha^{(T)}) \otimes \mathbf{a}_R(\alpha^{(R)})$ ，则  $\mathbf{A}_l = [\mathbf{u}(\alpha_{1,l}^{(T)}, \alpha_{1,l}^{(R)}), \dots, \mathbf{u}(\alpha_{d,l}^{(T)}, \alpha_{d,l}^{(R)})]$ 。式(6)中， $\mathbf{B}_l = \text{diag}\{\beta_{1,l}, \beta_{2,l}, \dots, \beta_{d,l}\}$ ， $WP \times d$  矩阵  $\mathbf{G}(\boldsymbol{\tau}_l) = [g(\tau_{1,l}), g(\tau_{2,l}), \dots, g(\tau_{d,l})]$  包含了所有时延波形。

根据式(1),假设训练序列矩阵  $\mathbf{S}$  已知,则信道矩阵  $\mathbf{H}_l$  的最小二乘(LS)估计为  $\mathbf{H}_{l,\text{est}} = \mathbf{Y}_l \cdot (\mathbf{S} \otimes \mathbf{I}_P)^\dagger$ 。在有加性噪声的情况下,信道的估计为

$$\mathbf{H}_{l,\text{est}} = \mathbf{H}_l + \mathbf{N}_l \cdot (\mathbf{S} \otimes \mathbf{I}_P)^\dagger \quad (8)$$

由于  $\mathbf{N}_l$  为加性高斯白噪声,则信道估计中的噪声同样为加性高斯白噪声。将估计矩阵  $\mathbf{H}_{l,\text{est}}$  按得到  $\tilde{\mathbf{H}}_l$  的方法重新排列矩阵元素得到  $\tilde{\mathbf{H}}_{l,\text{est}} = \tilde{\mathbf{H}}_l + \mathbf{N}_l'$ 。

在这里我们称  $\tilde{\mathbf{H}}_{l,\text{est}}$  列向量的相关矩阵为空间相关矩阵  $\mathbf{R}^s$ ,

$$\mathbf{R}^s = E \{ \tilde{\mathbf{H}}_{l,\text{est}} \cdot \tilde{\mathbf{H}}_{l,\text{est}}^H \} = \mathbf{A}_l \mathbf{P} \mathbf{A}_l + \sigma_n^2 \cdot \mathbf{I} \quad (9)$$

与空间特征矩阵  $\mathbf{A}_l$  有相同的列空间<sup>[8]</sup>。同样称  $\tilde{\mathbf{H}}_l$  行向量的相关矩阵为时间相关矩阵  $\mathbf{R}^t$ ,

$$\mathbf{R}^t = E \{ \tilde{\mathbf{H}}_{l,\text{est}}^T \cdot \tilde{\mathbf{H}}_{l,\text{est}}^T \} = \mathbf{G}^T(\tau_l) \mathbf{P} \mathbf{G}^T(\tau_l) + \sigma_n^2 \cdot \mathbf{I} \quad (10)$$

其中  $\sigma_n^2$  代表估计信道中噪声的功率。

### 3 信道参数估计

#### 3.1 S-MUSIC与T-MUSIC

MUSIC 算法通过信号采样值的相关矩阵来估计多径信号的传播时延和角度。由相关矩阵特征值分解的性质,矩阵的特征向量可划分为信号子空间和噪声子空间。将矩阵式(9)和式(10)做特征值分解,相关矩阵可以表示为

$$\mathbf{R}^s = \mathbf{V}_s^s \mathbf{\Lambda}_s^s \mathbf{V}_s^{sH} + \mathbf{V}_n^s \mathbf{\Lambda}_n^s \mathbf{V}_n^{sH} \quad (11)$$

$$\mathbf{R}^t = \mathbf{V}_s^t \mathbf{\Lambda}_s^t \mathbf{V}_s^{tH} + \mathbf{V}_n^t \mathbf{\Lambda}_n^t \mathbf{V}_n^{tH} \quad (12)$$

由信号子空间和噪声子空间的正交性,S-MUSIC 算法通过下式估计  $d$  个(DODs, DOAs):

$$\begin{aligned} (\alpha^T, \alpha^R) = \arg \min_{\alpha^{(T)}, \alpha^{(R)}} \mathbf{u}(\alpha^{(T)}, \alpha^{(R)})^H (\mathbf{I} - \mathbf{V}_s^s \mathbf{V}_s^{sH}) \\ \cdot \mathbf{u}(\alpha^{(T)}, \alpha^{(R)}) \end{aligned} \quad (13)$$

这里用  $\mathbf{u}(\alpha^T, \alpha^R)$  来代替文献[8]中的  $\mathbf{a}(\theta)$ ,就可以通过式(13)来联合估计 DODs 和 DOAs。

同样 T-MUSIC 算法通过下式估计多径的时延:

$$\tau = \arg \min_{\tau} g(\tau)^H (\mathbf{I} - \mathbf{V}_s^t \mathbf{V}_s^{tH}) g(\tau) \quad (14)$$

定义 S-MUSIC 谱函数为

$$P_{\text{music}}^s(\alpha^T, \alpha^R) = \frac{\mathbf{u}(\alpha^{(T)}, \alpha^{(R)})^H \cdot \mathbf{u}(\alpha^{(T)}, \alpha^{(R)})}{\mathbf{u}(\alpha^{(T)}, \alpha^{(R)})^H (\mathbf{I} - \mathbf{V}_s^s \mathbf{V}_s^{sH}) \mathbf{u}(\alpha^{(T)}, \alpha^{(R)})} \quad (15)$$

T-MUSIC 谱函数为

$$P_{\text{music}}^t(\tau) = \frac{g(\tau)^H g(\tau)}{g(\tau)^H (\mathbf{I} - \mathbf{V}_s^t \mathbf{V}_s^{tH}) g(\tau)} \quad (16)$$

通过以上谱函数在一定区域内搜索  $(\alpha^T, \alpha^R)$  和  $\tau$ , 对应谱函数峰值的点就是所要找的角度和时延。

#### 3.2 修正的TST-MUSIC算法

在此将文献[8]中 TST-MUSIC 作修正,其原理如下:通过波束赋形和滤波技术,使用两个一维 MUSIC (T-MUSIC) 和一个二维 MUSIC (S-MUSIC) 算法,先将多径信号分组,再对每一组的各径作参数估计,并将得到的三维参数  $(\alpha^T, \alpha^R, \tau)$  匹配。具体步骤如下:

步骤 1 粗略时延估计。由信道的 LS 估计  $\tilde{\mathbf{H}}_{l,\text{est}}$  计算

其时间相关矩阵:  $\mathbf{R}^t = \frac{1}{MNK} \sum_{l=1}^K \tilde{\mathbf{H}}_{l,\text{est}}^T \cdot \tilde{\mathbf{H}}_{l,\text{est}}^*$ , 对信道的各多径进行分组,对  $\mathbf{R}^t$  采用 T-MUSIC 算法,得到组时延值  $\{\hat{t}_1, \dots, \hat{t}_q\}$ , 其中  $q$  表示分组数目。

步骤 2 时域滤波。时域滤波矩阵为  $\mathbf{U}_n^t$ ,  $n = 1, \dots, q$ :

$$\mathbf{U}_n^t = \mathbf{I} - \tilde{g}(\hat{t}_n) \tilde{g}^T(\hat{t}_n), \text{ 其中 } \tilde{g}(\hat{t}_n) = \frac{g(\hat{t}_n)}{\|g(\hat{t}_n)\|}.$$

注意,在这里  $\mathbf{U}_n^t$  即为  $g(\hat{t}_n)$  的正交投影矩阵,它满足  $g(\hat{t}_n)^T \cdot \mathbf{U}_n^t = \mathbf{0}^T$ 。那么

第  $k$  个时域滤波器的输出表示为:  $X_k^{(l)} = \tilde{\mathbf{H}}_{l,\text{est}} \cdot \prod_{n=1; n \neq k}^q \mathbf{U}_n^t$ ,

其中,  $k = 1, 2, \dots, q$ 。

步骤 3 角度估计。计算  $X_k$  的空间相关矩阵:  $\mathbf{R}_k^s =$

$$\frac{1}{PWK} \sum_{l=1}^K X_k^{(l)} \cdot X_k^{(l)H}, \text{ 对每个 } \mathbf{R}_k^s \text{ 采用 S-MUSIC 算法, 得到}$$

第  $k$  组多径的到达角:  $(\hat{\alpha}_k^{(T)}, \hat{\alpha}_k^{(R)}) = [(\hat{\alpha}_{k,1}^{(T)}, \hat{\alpha}_{k,1}^{(R)}), \dots, (\hat{\alpha}_{k,r(k)}^{(T)}, \hat{\alpha}_{k,r(k)}^{(R)})]^T$ ,  $k = 1, 2, \dots, q$ , 其中  $r(k)$  表示第  $k$  组中多径的数目,

$$\sum_{k=1}^q r(k) = d.$$

步骤 4 空间滤波。空间滤波矩阵为  $\mathbf{U}_{k,n}^s$ :  $\mathbf{U}_{k,n}^s = \mathbf{I} -$

$\mathbf{u}(\hat{\alpha}_k^{(T)}, \hat{\alpha}_k^{(R)}) \cdot \mathbf{u}(\hat{\alpha}_k^{(T)}, \hat{\alpha}_k^{(R)})^H$ , 其中  $\tilde{\mathbf{u}}(\hat{\alpha}_k^{(T)}, \hat{\alpha}_k^{(R)}) = \frac{\mathbf{u}(\hat{\alpha}_k^{(T)}, \hat{\alpha}_k^{(R)})}{\|\mathbf{u}(\hat{\alpha}_k^{(T)}, \hat{\alpha}_k^{(R)})\|}$ , 且  $\mathbf{U}_n^s$  满足  $\mathbf{U}_n^s \cdot \mathbf{u}(\hat{\alpha}_n^{(T)}, \hat{\alpha}_n^{(R)}) = 0$ 。那么第  $m$

个空间滤波器的输出表示为:  $X_{k,m} = X_k \cdot \prod_{n=1; n \neq m}^{r(k)} \mathbf{U}_{k,n}^s$ , 其中

$k = 1, 2, \dots, q$ ,  $m = 1, 2, \dots, r(k)$ 。

步骤 5 时延估计。同样对  $X_{k,m}$  应用 T-MUSIC 算法,

估计精确的时延值。但是时间谱函数变成

$$P_{\text{music}}^t(\tau) = \frac{\left( \prod_{n=1; n \neq k}^q \mathbf{U}_n^t \right)^T g(\tau)^H \left( \prod_{n=1; n \neq k}^q \mathbf{U}_n^t \right)^T g(\tau)}{\left( \left( \prod_{n=1; n \neq k}^q \mathbf{U}_n^t \right)^T g(\tau) \right)^H (\mathbf{I} - \mathbf{V}_s^t \mathbf{V}_s^{tH}) \left( \prod_{n=1; n \neq k}^q \mathbf{U}_n^t \right)^T g(\tau)}$$

可估计出多径时延  $\{\hat{\tau}_{k,m}\}$ , 其中  $k = 1, 2, \dots, q$ ,  $m = 1, 2, \dots, r(k)$ 。

本文提出的算法框图如图 2 所示。

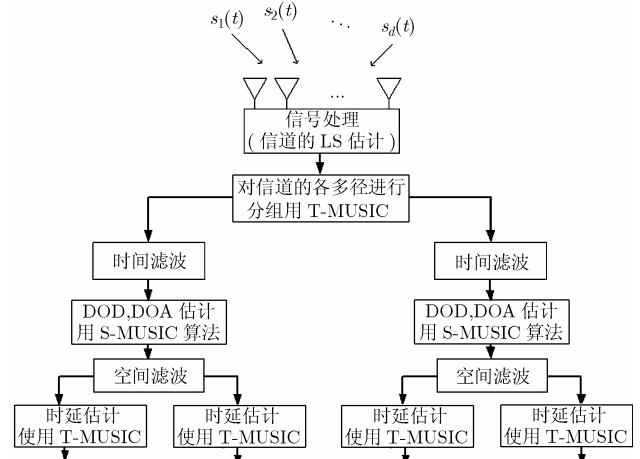


图 2 本文提出方法框图

### 3.3 基于信道参数的信道估计

一旦通过上述信道参数估计得到时延和角度的精确估值, 就可以直接估计多径的幅度向量  $\beta_l = [\beta_{1,l}, \beta_{2,l}, \dots, \beta_{d,l}]$ 。将式(6)重新写作  $\text{vec}(\hat{H}_l) = (\mathbf{G}(\tau_l) \circ \mathbf{A}_l) \beta_l$ , 所以有

$$\beta_l = (\mathbf{G}(\tau_l) \circ \mathbf{A}_l)^\dagger \text{vec}(\hat{H}_l) \quad (17)$$

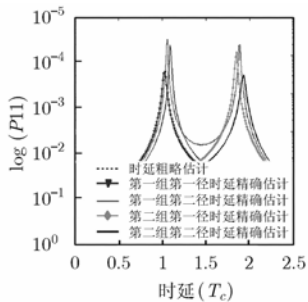
由  $\beta_l$  的估计值和式(3)就可以得到信道响应矩阵  $\mathbf{H}_l$ 。

## 4 仿真结果

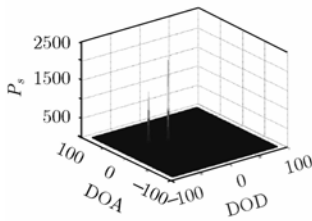
本节通过计算机仿真来证明本文所述方法的性能。假设窄带信号经过 4 条多径传播( $d=4$ ), 发端有 4 根天线, 收端有 6 根天线。各天线增益相同, 相邻天线间距为半波长。各条多径信号的 DODs 为  $[-17.0^\circ, -43.2^\circ, 30.6^\circ, -15.8^\circ]$ , DOAs 为  $[15.2^\circ, 24.4^\circ, 10.0^\circ, 11.8^\circ]$ , 传播时延为  $[1.03, 1.1, 1.83, 1.94] T_c$ , 这里  $T_c=1/1.2288 \mu\text{s}$  为码片周期。我们每次收集总共  $K=40$  个时隙对应训练序列的接收信号的采样值。过采样速率  $P=3$ , 发端滤波器滚降系数  $\alpha=0.22$ , 并且假设所有多径信号幅度的方差都相等, 归一化为 0dB, 同时将随机相移的影响包含在其中。接收端每根天线处信噪比为 5dB。

一次仿真结果为: 估计的到达角 DOA= $[15.2000^\circ \ 24.4000^\circ \ 10.0000^\circ \ 11.8000^\circ]$ ; 离开角 DOD= $[-16.9000^\circ \ -43.3000^\circ \ 30.5000^\circ \ -15.8000^\circ]$ ; 时延 delay= $[1.0300 \ 1.0900 \ 1.8500 \ 1.9300] T_c$ 。从图 3(a)来看, 我们提出的这种修改后的 TST-MUSIC 可以成功地将时延上相距很近的两径信号分开。同样从图 3(b), 3(c)可以看出此种算法精确估计在空间上相距很近的两径信号的 DODs 和 DOAs。

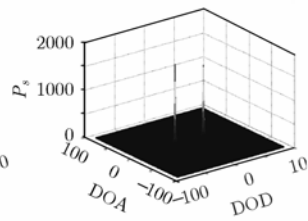
Cramer-Rao 下界(CRB)给出了无偏估计器估计值方差的下界, 在这里我们给出估计值  $[\alpha^T, \alpha^R, \tau]$  的协方差矩阵的下界。



(a) 对应第一次 T-MUSIC 和第二次 T-MUSIC 的谱函数



(b) TST-MUSIC 算法中对应第一组两条多径 S-MUSIC 的 MUSIC 谱函数



(c) TST-MUSIC 算法中对应第二组两条多径 S-MUSIC 的 MUSIC 谱函数

图 3

令  $\mathbf{V}(l) = N_l \cdot (\mathbf{S} \otimes \mathbf{I}_p)^\dagger$  为 LS 估计噪声矩阵,  $\mathbf{v}(l) =$

$\text{vec}(\mathbf{V}(l))$ , 由对加性噪声  $N_l$  的假设有  $E(\mathbf{v}(n)\mathbf{v}(m)^H) = \sigma_n^2 \delta_{n,m} \mathbf{I}$ ,  $E(\mathbf{v}(n)\mathbf{v}(m)^T) = \mathbf{0}$ , 这里  $\sigma_n^2$  是估计噪声矩阵  $\mathbf{V}(l)$  中元素的方差。

CRB 的确定要看路径的衰落值是已知的确定量还是已知分布的随机变量。对于 Rayleigh 衰落信道, 路径衰落  $\beta$  为零均值复高斯变量, 其相关矩阵为  $\mathbf{R}_\beta$ 。这里衰落值在不同时隙间是不相关的假设很重要(否则联合似然函数就不能表示成各个时隙的似然函数的乘积)。在这种情况下, CRB 可以表示为

$$\text{CRB}(\alpha^T, \alpha^R, \tau) = \frac{\sigma_h^2}{2} \left\{ \text{real} \left[ \mathbf{D}^H \mathbf{P}_U^\perp \mathbf{D} \odot (\mathbf{I}_{3 \times 3} \otimes \mathbf{R}_\beta \mathbf{U}^H \mathbf{R}_Y^{-1} \cdot \mathbf{U} \mathbf{R}_\beta)^T \right] \right\}^{-1} \quad (18)$$

在这里  $\mathbf{I}_{3 \times 3}$  是  $3 \times 3$  的单位阵,

$$\mathbf{U} = \left[ \mathbf{g}(\tau_1) \otimes (\mathbf{a}(\alpha_1^{(T)}) \otimes \mathbf{a}(\alpha_1^{(R)})), \dots, \mathbf{g}(\tau_d) \otimes (\mathbf{a}(\alpha_d^{(T)}) \otimes \mathbf{a}(\alpha_d^{(R)})) \right],$$

$$\mathbf{P}_U^\perp = \mathbf{I} - \mathbf{U} \mathbf{U}^\dagger, \quad \mathbf{D} = [\mathbf{G} \circ \mathbf{A}'_T, \mathbf{G} \circ \mathbf{A}'_R, \mathbf{G} \circ \mathbf{A}],$$

矩阵右上方的一撇代表矩阵的列向量对矩阵中变量的导数或者偏导数:

$$\mathbf{A}'_T = \mathbf{A}'(\alpha^{(T)}) = \left[ \frac{\partial}{\partial \alpha_1^{(T)}} (\mathbf{a}_T(\alpha_1^{(T)}) \otimes \mathbf{a}_R(\alpha_1^{(R)})), \dots, \frac{\partial}{\partial \alpha_d^{(T)}} (\mathbf{a}_T(\alpha_d^{(T)}) \otimes \mathbf{a}_R(\alpha_d^{(R)})) \right].$$

同理有  $\mathbf{A}'_R = \mathbf{A}'(\alpha^{(R)})$ ,  $\mathbf{G}' = \mathbf{G}'(\tau)$ 。以上结论的证明与文献[14]相似, 限于篇幅在这里就不列出了。

图 4(a), 4(b), 4(c)分别给出了实验结果的 DOAs, DOAs 和时延估计误差的均方根值(RMSE)与其 CRB。SNR 的范围为  $-3\text{dB} \sim 15\text{dB}$ , 对应每个 SNR 我们重复进行了 200 次的蒙特卡洛仿真, 所有参数如前面所述。图中的 4 条曲线分别对应 4 条多径(对 CRB 也是如此)。从图中我们可以看出实验结果与相应的 CRB 相差 6-8dB。  $e_H = H - \hat{H}$ , 为 MIMO 信道估计误差矩阵, 其中  $\hat{H}$  为估计值。则 MIMO 信道矩阵估计的平均归一化误差值为  $E \left\{ \frac{\|e_H\|_F^2}{\|H\|_F^2} \right\}$ 。以此来衡量信道估计

方法的准确程度, 图 5 给出了实验结果中 LS 估计, 本文提出的方法和文献[5]中的方法在不同 SNR 下估计的平均相对误差的曲线。从图中看出本文提出的估计方法的在平均归一化估计误差值上要比 LS 估计好 15dB 以上, 其精确程度要远远高于 LS 估计, 而且算法的估计误差受噪声的影响也较小, 在低信噪比情况下性能要优于文献[5]中的方法。这主要因为与 LS 估计和文献[5]中的方法相比, 在这里不仅充分考虑了信道的时延信息, 而且也考虑了信道的空间信息, 通过对信道参数的精确估计减小了噪声对信道估计的影响, 提高了信道估计的精度。

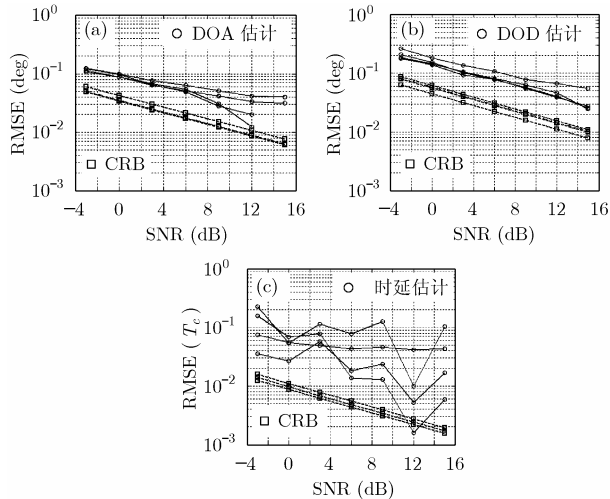


图4 (a), (b), (c)分别为DOA、DOD和时延估计误差的均方根值(RMSE)与其CRB的比较

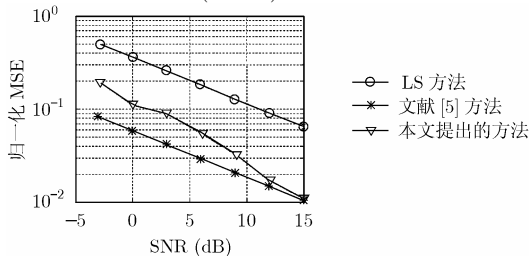


图5 本文方法, LS方法和文献[5]方法对信道估计的平均相对误差的比较

## 5 结束语

本文提出了一种基于参数信道模型的用于MIMO系统信道估计方法。通过对信号模型的假设可以有效地减少参数估计的维数, 进而提高估计器的性能。分析和仿真结果表明本文的算法可以有效地估计和跟踪多径信道的参数。仿真结果也表明本文的算法与非参数的最小二乘估计器在平均归一化估计误差上相比性能有很大的提高。

## 参考文献

- [1] Foschini G J and Gans M J. On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas. *Wireless Personal Communications*, 1998, 6(3): 311-335.
- [2] Foschini G J. Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas [J]. *Bell Labs Tech, J.*, 1996, 1(2): 41-59.
- [3] Yang Liu-qing, Ma Xiao-li, and Giannakis, G B. Acoustics, optimal training for MIMO fading channels with time- and frequency-selectivity, *Speech, and Signal Processing*, 2004. Proceedings (ICASSP '04). 17-21 May, 2004, Vol 3: iii-821-824.
- [4] Choi Ji-Woong and Lee Yong-Hwan. Optimum pilot pattern for MMSE channel estimation in single-carrier MIMO systems, *Vehicular Technology Conference*, 2004, VTC2004-Fall, 2004, Vol. 2: 1382-1385.
- [5] Jing Ya, Wang Dong-ming, Chen Ming, Cheng Shi-xin, and Wang Hai-feng. Reduced complexity MIMO-OFDM channel estimation based on parametric channel model, *Vehicular Technology Conference*, VTC2004-Fall, 26-29 Sept., 2004, Vol. 2: 1372-1376.
- [6] Raleigh G G and Cioffi J M. Spatio-temporal coding for wireless communication. *IEEE Trans. on Communications*, 1998, 46(3): 357-366.
- [7] Vanderveen M C, Papadias C B, and Paulraj A. Joint angle and delay estimation (JADE) for multipath signals arriving at an antenna array. *IEEE Commun. Lett.*, 1997, (1): 12-14.
- [8] Wang Yung-Yi, Chen Jiunn-Tsair, and Fang Wen-Hsien. TST-MUSIC for joint DOA-delay estimation. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2001, 49(4): 721-729.
- [9] van der Veen A J, Vanderveen M C, and Paulraj A. Joint angle and delay estimation (JADE) using shift-invariance techniques. *IEEE Signal Processing Lett.*, 1997, 4(5): 142-145.
- [10] Picheral J and Spagnolini U. Angle and delay estimation of space-time channels for TD-CDMA systems, *IEEE Trans. on Wireless Communications*, 2004, 3(3): 758-769.
- [11] Feher K. *Wireless Digital Communications*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1995.
- [12] Stuber G L. *Principles of Mobile Communication*. Norwell, MA: Kluwer, 1996.
- [13] Bello P A. Characterization of randomly time-variant linear channel. *IEEE Trans. on Circuits Syst.*, 1963, CAS-11(11): 360-393.
- [14] Stoica P and Nehorai A. MUSIC, maximum likelihood and Cramer-Rao bound. *IEEE Trans. on Acoust., Speech, Signal Processing*, 1989, 37(5): 720-741.

孙亮: 男, 1980年生, 硕士, 研究方向为无线通信中的信号处理、尤其在多入多出系统、信道估计、信道均衡、阵列信号处理。

郭金京: 女, 1980年生, 硕士, 研究方向为无线通信的先进技术。

王亚峰: 男, 1974年生, 副教授, 从事移动通信的研究。

杨大成: 男, 1951年生, 教授, 博士生导师, 近年来从事移动通信的研究。