

相关衰落多输入多输出系统的参数化信道估计

罗铭, 殷勤业, 冯昂, 邓科

(西安交通大学电子与信息工程学院, 710049, 西安)

摘要: 针对多输入多输出(MIMO)系统中信道空域相关影响信道估计性能的问题,提出了一种基于多径参数估计的信道估计方法.该方法适用于多径稀疏信道环境下的双端部署均匀线性阵列的MIMO系统,通过构建信道的多径参数化模型,用多径的径参数描述信道矩阵和信道空域相关,将信道估计问题转化为多径参数的估计,并采用波达矩阵算法估计出多径参数以完成信道估计.由于利用了信道的多径结构,在不需预知信道空域相关的情况下,能够获得比 Least-Square 方法更好的信道估计性能.仿真实验表明,与 Least-Square 方法相比,当信道估计均方误差达到 10^{-1} 时,该方法在 4×4 和 6×6 的 MIMO 系统中分别能够获得 2.5 dB 和 5 dB 的信噪比增益.

关键词: 多输入多输出;信道估计;信道空域相关;波达矩阵

中图分类号: TN911.7 **文献标识码:** A **文章编号:** 0253-987X(2007)12-1431-05

Parametrical Channel Estimation for Flat-Fading Correlated Multiple Input Multiple Output Systems

Luo Ming, Yin Qinye, Feng Ang, Deng Ke

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

Abstract: Focusing on the problem that the performance of channel estimation is influenced by spatial correlation in multiple input multiple output (MIMO) systems, a parametrical channel estimation method based on estimating multipath parameters is proposed. The proposed method can be applied to flat-fading correlated MIMO systems which employing uniform linear arrays on dual-side in sparse multipath environment. By modeling channel matrix and spatial correlation of MIMO systems with multipath parameters, channel estimation problem is converted to multipath parameters estimation, then, multipath parameters are estimated by direction of arrival-matrix algorithm. The proposed method can achieve better performance than least-square method without any prior knowledge of spatial correlation. In simulations, compared with least-square method, when mean square error is 10^{-1} , the proposed method can obtain 2.5dB, 5dB SNR gains for 4×4 , 6×6 systems respectively.

Keywords: multiple input multiple output; channel estimation; spatial correlation; direction of arrival-matrix

双端部署多天线阵列构成的多输入多输出(MIMO)系统是下一代无线通信中实现高频谱效率传输的备选方案^[1],信道估计是MIMO系统中的关键技术.MIMO系统中进行信道估计时,所需要估计的信道参数与单天线系统相比成倍地增加,而且

在散射不够丰富的通信环境下,MIMO系统中不同收发阵元间的子信道间会出现空域相关^[2],空域相关也使MIMO中的信道估计问题更加复杂.目前,针对空域相关MIMO系统的信道估计问题,多数文献所给出的都是基于已知导频的估计方法,并

且均需要预知信道空域相关矩阵的部分或全部的信息来提高信道估计的性能. 文献[3-4]中分别讨论了已知空域相关的情况下最优信道估计导频序列的设计问题^[3]和信道估计方法的问题^[4], 文献[4]中还给出了仅需在接收端已知信道相关矩阵的迹信息的加权最小二乘和降约束最小均方误差信道估计方法. 然而, 信道空域相关的情况决定于特定通信环境的散射情况、收发阵列的配置和布阵方式等因素, 通常难以预先获知, 也就无法利用其优化信道估计的性能, 这是上述文献中方法的不足之处. 鉴于此, 本文针对多径稀疏环境下, 双端使用均匀线阵的平衰落空域相关 MIMO 系统, 提出了一种基于多径参数估计的信道估计方法, 使用信道中传播多径的参数对信道矩阵及其相关矩阵进行参数化, 将相关 MIMO 的信道估计问题转化为多径参数的估计. 本文方法在不需任何信道相关矩阵信息的情况下能够显著提高 MIMO 信道估计的性能.

1 信号和系统模型

考虑平衰落的 MIMO 系统, 设 MIMO 系统中有 N_T 个发射天线、 N_R 个接收天线, 在第 k 个长度为 N_k 的符号块内, MIMO 系统的输入输出关系为

$$\mathbf{Y}(k) = \left(\frac{P}{N_T}\right)^{1/2} \mathbf{H}(k) \mathbf{X}(k) + \mathbf{N}(k) \quad (1)$$

式中: $\mathbf{X}(k) = [\mathbf{x}(kN_k + 1), \dots, \mathbf{x}(kN_k + N_k)]$, 其中 $\mathbf{x}(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_{N_T}(t)]^T$ 是第 t 时刻基带发射信号向量; $\mathbf{Y}(k) = [\mathbf{y}(kN_k + 1), \dots, \mathbf{y}(kN_k + N_k)]$, 其中 $\mathbf{y}(t) = [y_1(t), y_2(t), \dots, y_{N_R}(t)]^T$ 是接收信号向量; $\mathbf{N}(k) = [\mathbf{n}(kN_k + 1), \dots, \mathbf{n}(kN_k + N_k)]$, 其中 $\mathbf{n}(t)$ 为独立同分布的复高斯噪声向量, 其元素的方差为 σ_n^2 ; P 为发射的总功率, 平均地分配到 N_T 个发射天线上, 每个发射天线的功率为 P/N_T ; $\mathbf{H}(k)$ 为第 k 符号块中的信道矩阵, 其第 i 行 j 列的元 $[\mathbf{H}(k)]_{ij} = h_{ij}(k)$ ($1 \leq j \leq N_T, 1 \leq i \leq N_R$) 对应于从第 j 个发射天线到第 i 个接收天线在第 k 符号块中的信道系数.

在多径稀疏的环境下, MIMO 系统的信道矩阵可以采用双向信道模型^[5]进行参数化, 此时信道矩阵由多个传播径的叠加进行描述. 设有效的多径数目为 L , 径 l 在发射端的离开的方向 (DOD) 角度为 $\theta_{T,l}$, 到达接收端的方向 (DOA) 角度是 $\theta_{R,l}$, 传播延迟为 τ_l , 相应的衰落系数为 β_l , 稀疏多径环境下的信道散射如图 1 所示. 平衰落情况下, 因为符号长度 $T_s \gg \max(\tau_l)$, 可以忽略对参数 τ_l 的考虑. 设收发两

端均使用均匀间隔的线性天线阵 (ULA), 则对应方向 $\theta_{T,l}$ 和 $\theta_{R,l}$ 的阵列导向矢量分别为

$$\mathbf{a}(\theta_{T,l}, k) = [1, \Psi_T(\theta_{T,l,k}), \dots, \Psi_T(\theta_{T,l,k})^{(N_T-1)}]^T \quad (2)$$

$$\mathbf{a}(\theta_{R,l}, k) = [1, \Psi_R(\theta_{R,l,k}), \dots, \Psi_R(\theta_{R,l,k})^{(N_R-1)}]^T \quad (3)$$

式中

$$\Psi_T(\theta_{T,l,k}) = \exp\left(-j \frac{2\pi d_T}{\lambda} \cos(\theta_{T,l,k})\right) \quad (4)$$

$$\Psi_R(\theta_{R,l,k}) = \exp\left(-j \frac{2\pi d_R}{\lambda} \cos(\theta_{R,l,k})\right) \quad (5)$$

其中 d_T 、 d_R 分别是发射和接收天线的阵元间距, λ 为载波的波长.

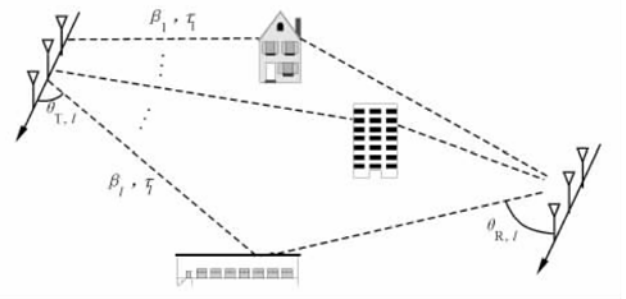


图1 稀疏多径环境下的信道散射示意图

平衰落 MIMO 信道矩阵可以表示为

$$\mathbf{H}(k) = \sum_{l=1}^L \beta_l(k) \mathbf{a}(\theta_{R,l}, k) \mathbf{a}(\theta_{T,l}, k)^T = \mathbf{A}_R(k) \mathbf{\Sigma}(k) \mathbf{A}_T(k)^T \quad (6)$$

式中: $\mathbf{A}_R(k) = [\mathbf{a}(\theta_{R,1}, k), \mathbf{a}(\theta_{R,2}, k), \dots, \mathbf{a}(\theta_{R,L}, k)]$; $\mathbf{A}_T(k) = [\mathbf{a}(\theta_{T,1}, k), \mathbf{a}(\theta_{T,2}, k), \dots, \mathbf{a}(\theta_{T,L}, k)]$; $\mathbf{\beta}(k) = [\beta_1(k), \beta_2(k), \dots, \beta_L(k)]$; $\mathbf{\Sigma}(k) = \text{diag}(\mathbf{\beta}(k))$. 在实际环境中, 上述模型中所给出的径参数 $\theta_{T,l}$ 、 $\theta_{R,l}$ 和衰落系数 $\beta_l(k)$ 随时间 k 的变化快慢不同^[5], 角度参数 $\theta_{T,l}$ 和 $\theta_{R,l}$ 的变化相对于径衰落系数 $\beta_l(k)$ 要缓慢得多. $\beta_l(k)$ 是具有相同的 DOA 和 DOD 的多个“子径”相互叠加而合成的“径”上的衰落系数, 用户较小的移动就能够引起其剧烈的变化, 而 $\theta_{T,l}$ 和 $\theta_{R,l}$ 与信道中散射体相对收发天线阵的位置有关, 由于收发阵列与散射体的间距远远大于短时间内的用户移动的距离, 因此在几百个符号长度内这 2 个参数变化很小, 可近似为保持不变. 不失一般性, 可假设: 连续 K 个长为 N_k 的符号块, 即连续的 $K \times N_k$ 个符号传送时间中, 各条传播径的角度参数 $\theta_{T,l}$ 、 $\theta_{R,l}$ 保持不变, 而径衰落系数 β_l 仅在每个长为 N_k 的符号块中保持不变, 在不同符号块中分别独立取值, 并且设径的衰落系数 β_l 互相独立且为满

足均值为0、方差为1的复高斯分布的随机变量.

对信道矩阵进行向量化可以得到

$$\text{vec}(\mathbf{H}(k)) = (\mathbf{A}_T(k) \otimes \mathbf{A}_R(k))\boldsymbol{\beta}(k) = \mathbf{A}_C\boldsymbol{\beta}(k) \quad (7)$$

式中: $\text{vec}(\cdot)$ 是将矩阵从左到右的各列依次自上而下叠放而构成向量; $\otimes$ 、 $\oplus$ 分别表示 Kronecker 和 Khatri-Rao 积; $\mathbf{A}_C = \mathbf{A}_T \oplus \mathbf{A}_R = [\mathbf{a}(\theta_{T,1}) \otimes \mathbf{a}(\theta_{R,1}), \mathbf{a}(\theta_{T,2}) \otimes \mathbf{a}(\theta_{R,2}), \dots, \mathbf{a}(\theta_{T,L}) \otimes \mathbf{a}(\theta_{R,L})]$.

由前面给出的 β_l 的统计分布, 得到信道的空域相关矩阵为

$$\mathbf{E}(\text{vec}(\mathbf{H}(k))\text{vec}(\mathbf{H}(k))^H) = \mathbf{A}_C\mathbf{A}_C^H \quad (8)$$

2 参数化的信道估计

多径稀疏环境下, MIMO 系统的信道矩阵及其相关矩阵均可以使用多径参数加以描述, 因此将相关 MIMO 信道矩阵的估计问题转化为各个路径参数的估计问题.

2.1 LS 信道矩阵估计

最小二乘 (LS) 信道估计方法是常用的信道估计方法, 它将信道系数矩阵看成是确定不变的, 由已知导频符号及其对应的接收信号, 依据最小平方准则进行信道估计. 根据式 (1), 设在第 k 个符号块中, 传送的已知导频序列的长度为 N_p , 以不同天线上的导频为行向量构成矩阵 $\mathbf{S}(k)$, 则 $\mathbf{S}(k)$ 是一个 $N_T \times N_p$ 的矩阵. 在发射导频的时间段内, 接收端接收到的信号为 $\mathbf{Y}_p(k)$, 可以得到第 k 个符号块中信道的 LS 估计为

$$\hat{\mathbf{H}}_{LS}(k) = \underset{\mathbf{H}(k)}{\text{argmin}} \left\| \mathbf{Y}_p(k) - \left(\frac{P}{N_T} \right)^{1/2} \mathbf{H}(k) \mathbf{S}(k) \right\|_F^2 \quad (9)$$

式中: $\|\cdot\|_F$ 表示矩阵的 Frobenius 范数. 当导频序列长度大于发射天线数, 即 $N_p > N_T$ 时, 式 (9) 的解为

$$\hat{\mathbf{H}}_{LS}(k) = \left(\frac{N_T}{P} \right)^{1/2} \mathbf{Y}_p(k) \mathbf{S}^+(k) \quad (10)$$

式中: $\mathbf{S}^+(k)$ 是导频矩阵 $\mathbf{S}(k)$ 的 Moore-Penrose 伪逆, 可表示为 $\mathbf{S}^+(k) = \mathbf{S}^H(k) (\mathbf{S}(k) \mathbf{S}^H(k))^{-1}$, 相应的 LS 估计的均方误差为 $\epsilon_{LS} = \sigma_n^2 N_R \text{tr}((\mathbf{S}(k) \mathbf{S}^H(k))^{-1})$ [4]. 采用合适的导频序列不但可以降低估计的均方误差, 提高估计性能, 而且能够避免求解中的求逆运算, 降低算法的复杂度. 本文使用文献 [4] 中给出的离散傅里叶变换矩阵的子阵所构成的导频序列, 此时导频序列满足 $\mathbf{S}(k) \mathbf{S}^H(k) = \mathbf{I}_{N_R}$, LS 估计的均方误差最小且不需要矩阵求逆运算. 采用上述方法, 使用相同

的导频依次对 K 个符号块中信道传输矩阵 $\mathbf{H}(k)$ ($k = 1, 2, \dots, K$) 进行最小二乘估计.

2.2 双向模型的参数估计

在角度参数的估计中采用了类 ESPRIT 的 DOA-Matrix 方法, 它是超精度的闭式估计方法, 不仅能够不用搜索直接给出闭式结果, 还可以在估计过程中自动完成同一径的 DOA 和 DOD 配对 [6].

首先, 将 K 次估计到的信道矩阵样本值依次进行向量化操作, 并用得到的向量构成一个新矩阵

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{H}} &= [\text{vec}(\hat{\mathbf{H}}_{LS}(1)), \text{vec}(\hat{\mathbf{H}}_{LS}(2)), \dots, \\ &\text{vec}(\hat{\mathbf{H}}_{LS}(K))] = \mathbf{A}_C \mathbf{B} = \mathbf{A}_C [\beta(1), \beta(2), \dots, \beta(K)] \\ &K > L \end{aligned} \quad (11)$$

式中: L 是多径数; $\mathbf{A}_C$ 是一个 $N_T N_R \times L$ 的矩阵, 在多径稀疏的情况下能够满足 $N_T N_R > L$, 因此矩阵 $\mathbf{A}_C$ 是行数大于列数的高阵, 其中包含了 $2L$ 个参数

$\theta_{T,l}, \theta_{R,l}$. 下面阐述如何从 $\bar{\mathbf{H}}$ 中估计出参数 $\theta_{T,l}, \theta_{R,l}$. 收发两端均采用均匀线阵时, 由于 $\mathbf{A}_T$ 和 $\mathbf{A}_R$ 均为范德蒙矩阵, 矩阵 $\mathbf{A}_C$ 是双范德蒙结构的矩阵, 采用 DOA-Matrix 方法可以利用 $\mathbf{A}_C$ 的范德蒙结构从 $\bar{\mathbf{H}}$ 中估计出 $2L$ 个参数 $\theta_{T,l}, \theta_{R,l}$. 为此, 需要定义行选择矩阵 $\mathbf{F}_1, \mathbf{F}_2$, 它们具体的操作为: $\mathbf{F}_1$ 选择 $N_T N_R \times L$ 的矩阵的第 1 到 $(N_T - 1) N_R$ 行构成一个新矩阵; $\mathbf{F}_2$ 从一个 $N_T N_R \times L$ 矩阵中选择其第 $N_R + 1$ 行到 $N_T N_R$ 行构成新的矩阵, 则可以得到

$$\bar{\mathbf{H}}_1 = \mathbf{F}_1 \bar{\mathbf{H}} = \tilde{\mathbf{A}}_C \mathbf{B} \quad (12)$$

$$\bar{\mathbf{H}}_2 = \mathbf{F}_2 \bar{\mathbf{H}} = \tilde{\mathbf{A}}_C \boldsymbol{\Psi}_T \mathbf{B} \quad (13)$$

式中: $\boldsymbol{\Psi}_T = \text{diag}[\boldsymbol{\Psi}_T(\theta_{T,1}), \boldsymbol{\Psi}_T(\theta_{T,2}), \dots, \boldsymbol{\Psi}_T(\theta_{T,L})]$; $\tilde{\mathbf{A}}_C$ 是由矩阵 $\mathbf{A}_C$ 的前 $(N_T - 1) N_R$ 行所构成的 $(N_T - 1) N_R \times L$ 矩阵.

构造相关矩阵

$$\mathbf{R}_{11} = \bar{\mathbf{H}}_1 \bar{\mathbf{H}}_1^H \quad (14)$$

$$\mathbf{R}_{21} = \bar{\mathbf{H}}_2 \bar{\mathbf{H}}_1^H \quad (15)$$

和 DOA-Matrix 矩阵 [6] $\mathbf{R} = \mathbf{R}_{21} \mathbf{R}_{11}^+$, 其中 $\mathbf{R}_{11}^+$ 表示矩阵 $\mathbf{R}_{11}$ 的 Moore-Penrose 逆. 在构造相关矩阵时, 将 K 次信道矩阵的 LS 估计值当作对信道矩阵 K 次采样值使用. 依据 DOA-Matrix 方法, 有如下的关系式成立

$$\tilde{\mathbf{R}} \mathbf{A}_C = \boldsymbol{\Psi}_T \tilde{\mathbf{A}}_C \quad (16)$$

详细证明可参见文献 [6]. 由式 (17) 可得, 对 DOA-

Matrix 矩阵 $\mathbf{R}$ 进行特征值分解即可得到每个路径的 $\Psi_T(\theta_{T,l})$ 和其相应的矩阵 $\tilde{\mathbf{A}}_C$ 的各列的估计值. $\Psi_T(\theta_{T,l})$ 和径的 DOD 之间有确定的关系(参见式(6)), 由此能获得各径的 DOD 估计值, 而矩阵 $\tilde{\mathbf{A}}_C$ 的第 l 列中含有对应于第 l 径的 $\Psi_R(\theta_{R,l})$ 值, 由此可以求出第 l 径的 DOA 值. 具体地, 从矩阵 $\tilde{\mathbf{A}}_C$ 的结构可以得到 $\hat{\Psi}_R(\theta_{R,l})$ 的估计值

$$\hat{\Psi}_R(\theta_{R,l}) = \frac{1}{(N_T-1)(N_R-1)} \cdot \sum_{i=1}^{N_T-1} \sum_{j=2}^{N_R} \frac{\tilde{\mathbf{A}}_C(((i-1)N_R+j), l)}{\tilde{\mathbf{A}}_C(((i-1)N_R+j-1), l)} \quad (17)$$

式中: $\tilde{\mathbf{A}}_C(i, j)$ 表示矩阵 $\tilde{\mathbf{A}}_C$ 的第 i 行 j 列的元. 在得到各径的 DOA 和 DOD 估计值后, 可以重新构造矩阵 $\mathbf{A}_C$, 记为 $\hat{\mathbf{A}}_C$. 最后, 用最小二乘法求出不同符号块中各径的衰落参数的估计值

$$\hat{\mathbf{B}} = \hat{\mathbf{A}}_C^+ \bar{\mathbf{H}} \quad (18)$$

新估计的信道矩阵可由向式(6)中代入角度和径衰落系数的估计值而得到.

本文算法相比 LS 方法, 复杂度增加较大, 其运算复杂度集中于构造 DOA-Matrix 估计传播径的方向参数(DOA 和 DOD), 其中构造 DOA-Matrix 时需对 $(N_T-1)N_R \times (N_T-1)N_R$ 的矩阵 $\mathbf{R}_{11}$ 进行 SVD 分解, 其复杂度为 $O(((N_T-1)N_R)^3)$, 而对 DOA-Matrix 进行本征分解的复杂度亦为 $O(((N_T-1)N_R)^3)$. 例如, 在 4 发 4 收的情况下, 角度估计的复杂度正比于 $2 \times 12^3 = 3456$. 本文算法以增加运算复杂度为代价, 能够在不需已知空域信道相关的前提下获得比 LS 方法更好的信道估计性能. 另外, 导频 N_p 的长度对整个算法的性能也有影响, 在上节用 LS 方法初步估计信道时, 导频序列 N_p 越长, LS 方法估计性能越好, 相应会使得本文的多径参数估计方法的性能更好, 但增加导频长度的同时会降低频谱的利用效率.

3 仿真结果

仿真中采用的参数如下: 收发阵列均使用间距为半波长的均匀分布线阵, 收发阵列的阵元数为 $N_T=N_R=4$ 和 6; 信道中的有效传播径的数目为 $L=4$; 衰落系数 $\beta_i(k)$ 在每个长度为 $N_k=20$ 的符号块中保持不变, 且在 $K=20$ 个符号块中按方差为 1、均值为 0 的复高斯分布独立取值. 各径的 DOD 和

DOA 值在 $K=20$ 个符号块中保持不变, DOD 分别为 $30^\circ, 60^\circ, 80^\circ, 115^\circ$, DOA 分别为 $70^\circ, 40^\circ, 100^\circ, 60^\circ$. 为了度量 DOD 的估计性能, 定义角度参数估计的均方误差(MSE)为

$$E_{MS} = \frac{1}{N_{mc}} \sum \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L |\hat{\theta}_{T,l} - \theta_{T,l}|^2$$

同理, 上式中将 $\theta_{T,l}, \hat{\theta}_{T,l}$ 替换为 $\theta_{R,l}, \hat{\theta}_{R,l}$ 可以定义 DOA 估计的 MSE. 定义信道估计的 MSE 为

$$E_{MS} = \frac{1}{N_{mc}} \sum \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \|\hat{\mathbf{H}}(k) - \mathbf{H}(k)\|_F^2$$

仿真中的结果均是 $N_{mc}=1000$ 次蒙特卡罗实验得到的.

3.1 角度估计均方误差

图 2 给出了角度估计的 MSE 值随信噪比的变化图. 由图 2 可以看出, 随着信噪比的增大, DOD 和 DOA 角度估计的 MSE 值几乎呈直线下降, 角度估计的精度呈线性增加. 图中还给出了收发天线数为 $N_T=N_R=4$ 和 $N_T=N_R=6$ 两种情况下的 DOD 和 DOA 估计性能, 由结果可见, 采用更多的收发天线可以得到更好的角度估计. 事实上, 收发天线数目的增多意味着空间采样数的增加, 而空间采样的增加必然使得 DOD 和 DOA 的估计性能更好.

3.2 信道估计均方误差

图 3 给出了在不同天线数配置情况($N_T=N_R=4$ 和 $N_T=N_R=6$)下, 本文所给出的信道估计方法和 LS 信道估计算法在信噪比从 0 到 30 dB 变化时 MSE 值的比较. 本文给出的方法中, 信道矩阵估计值是由 DOD 和 DOA 角度和径衰落系数的估计值按式(6)得到的. 由图 3 可以看出, 在所仿真的信噪比范围, 相比于 LS 估计方法, 本文算法的 MSE 值小, 性能更好. 而且, 随着信噪比的提高, 本文算法的性能增加越显著, 表现为 LS 方法和本文算法得到的 MSE 曲线间的间距随信噪比增加而增大. 图 3 还给出了估计径衰落参数 $\beta_i(k)$ 的 MSE 值, 从仿真的结果来看, 对径衰落系数的估计的 MSE 远小于估计信道矩阵的 MSE 值, 这是由于本文方法估计信道矩阵的 MSE 来自 2 个方面: 一是各路径上衰落系数的估计误差, 二是 DOD 和 DOA 估计的误差, 因此估计信道矩阵的 MSE 值大于对路径系数估计的 MSE 值. 另外, 采用 LS 方法估计信道时, 当收发天线数目增多时需要估计的参数数目增多, 其相应的 MSE 越大. 图 3 中表现为, 采用 LS 方法估计 6×6 的 MIMO 系统的信道矩阵的 MSE 值大于

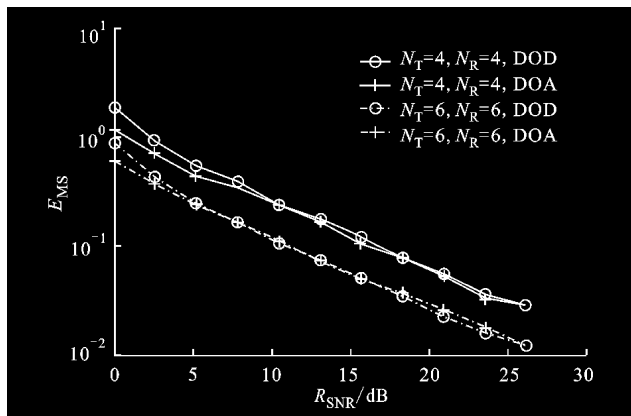


图2 不同信噪比情况下角度估计性能

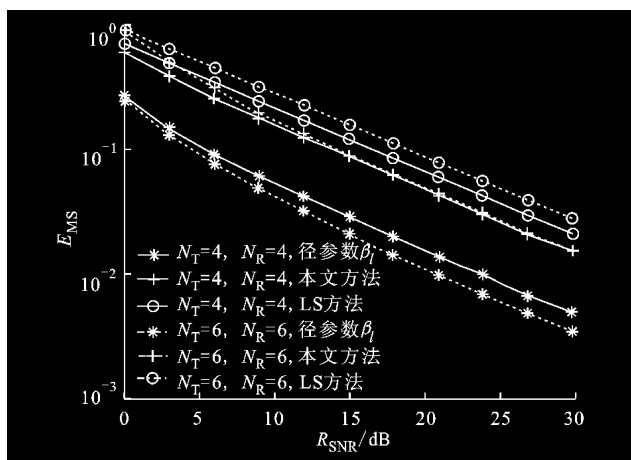


图3 不同信噪比情况下信道矩阵的估计性能

4×4 的 MIMO 系统,而本文给出的方法,只是在信噪比较小(<10 dB)的情况下有性能下降,在信噪比大于 10 dB 后,性能几乎不变,这得益于本文算法所需估计的基本参数是传播径的角度参数和衰落系数,只要传播径的数目没有改变,所需估计的参数数目也就保持不变,从而保证了估计信道的 MSE 性能。

4 结束语

本文针对平衰落的相关 MIMO 系统,提出了一

种基于多径参数化信道模型的信道估计方法,所提出的方法在散射多径稀疏的信道相关的情况下,不需要预知信道矩阵的空域相关信息,就能够得到比 LS 信道估计方法更好的性能,而且能够估计出具有明确物理含义的路径参数。仿真实验的结果验证了所提出的方法的有效性。

参考文献:

- [1] Foschini G J, Gans M J. On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas [J]. Wireless Personal Communications, 1998, 6(1):311-335.
- [2] Shiu D S, Foschini G J, Gans M J, et al. Fading correlation and its effect on the capacity of multielement antenna systems [J]. IEEE Transactions on Communication, 2000, 48(3): 502-513.
- [3] Kotecha J H, Sayeed A M. Transmit signal design for optimal estimation of correlated MIMO channels [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2004, 52(2):546-557.
- [4] Biguesh M, Gershman A B. Training-based MIMO channel estimation: a study of estimator tradeoffs and optimal training signals [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2006, 54(3):884-893.
- [5] Molisch A F. A generic model for MIMO wireless propagation channels in macro- and microcells [J]. IEEE Transactions. on Signal Processing, 2004, 52(1):61-71.
- [6] Yin Qinye, Newcomb R W, Zou Lihe. Estimating 2-D angles of arrival via two parallel linear array [C]// Proc IEEE ICASSP' 89. Piscataway, USA: IEEE Press, 1989: 2803-2806.

(编辑 刘杨)