

宽带 MIMO-OFDM 系统信道估计算法研究

王东明,高西奇,尤肖虎,韩冰

(东南大学移动通信国家重点实验室,江苏南京 210096)

摘要: 本文提出了 MIMO-OFDM 系统中基于 LS 准则的参数化信道估计方法(LSPCE),推导出其 MSE 性能的下界并给出一种最优导频序列.为了降低复杂度,本文还提出了一种迭代的算法,它利用有限冲击响应信道的抽头之间的相关性从噪声中提取出信道信息并同时估计出多径时延.仿真和分析表明,相比传统的 LS 信道估计算法,这种基于参数化的信道估计算法可以大大提高信道估计的精度,接收端的检测性能接近理想信道估计的性能.

关键词: MIMO-OFDM; 信道估计; 稀疏信道; 多径时延估计

中图分类号: TN911 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2005) 07-1254-04

Channel Estimation Algorithms for Broadband MIMO-OFDM Systems

WANG Dong-ming, GAO Xi-qi, YOU Xiao-hu, HAN Bing

(National Mobile Communication Research Lab., Southeast University, Nanjing, Jiangsu 210096, China)

Abstract: A least-square parametric channel estimator (LSPCE) for broadband multi-input multi-output orthogonal frequency division multiplexing (MIMO-OFDM) systems is proposed. The MSE bound on LSPCE is derived and the optimal pilot sequences are also given. In order to reduce the complexity, we present an iterative algorithm to extract the channel information from its noisy version accurately by utilizing the correlation of the taps of finite impulse response (FIR) filter channel model. Simulation results show that the proposed channel estimation gives much better performance than conventional LS algorithm and the detection performance is nearly optimal.

Key words: multi-input multi-output orthogonal frequency division multiplexing (MIMO-OFDM); channel estimation; sparse channel; delay estimation

1 引言

GJ Foschini^[1]等人指出,在平坦瑞利衰落信道下,当收发端都采用多天线(MIMO系统),并假设收发天线之间的信道是独立,可以显著提高信道容量.为了在下一代移动通信中采用发送分集技术,一个不可避免的问题就是如何克服具有频率选择性衰落的MIMO信道.将OFDM和MIMO技术结合是降低接收机均衡复杂度的有效途径.MIMO-OFDM系统中,接收端进行检测时,需要信道信息.文献[2,3]研究了基于导频的MIMO-OFDM信道估计,并提出最优的导频序列.在高速无线数据传输中,通常面临的都是稀疏的多径衰落信道,这种信道通常由几条路径构成,然而最大多径时延却有可能达到10 μ s.如果能够充分利用这种信道的稀疏性,不仅可以提高传统信道估计的精度,还可以减小信道估计的维数.文献[4]提出了单天线OFDM系统中基于参数化的信道估计,首先根据长时间统计得到路径个数和各个路径的时延,最后利用这些时延信息进行基于MMSE的信道估计获得信道估计值.文献[5]提出了一种基于时域LS算法的低复杂度的联合时延和信道估计的算法.

本文的主要工作是:提出了宽带MIMO-OFDM系统中基于LS准则的参数化信道估计算法,并推导了其MSE性能下界,并提出了与文献[2,3]不同的最优导频序列设计方法;提出了适用于MIMO-OFDM系统下的低复杂度的时延和信道估计方法,从而避免了复杂的SVD运算.结果表明,利用估计出的多径时延可以大大提高MIMO-OFDM信道估计的质量,系统的BER性能接近理想信道估计下的性能.

2 系统及信道模型

系统中有 N_t 个发送天线和 N_r 个接收天线.数据流经过空时编码或者空分复用发送到各个天线,每根天线上进行 K 点的IFFT,然后,增加长度为 G 的循环前缀(CP),发送到信道.为了克服OFDM符号间干扰,循环前缀的长度应该不小于信道的记忆长度.在接收端,去除CP并进行FFT变换,则频域接收信号可以表示为如下的矩阵和向量的形式:

$$y = \begin{bmatrix} y_1 \\ \vdots \\ y_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{diag}\{h'_{11}\} & \dots & \text{diag}\{h'_{1N_t}\} \\ \dots & \ddots & \dots \\ \text{diag}\{h'_{N_r1}\} & \dots & \text{diag}\{h'_{N_rN_t}\} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_{N_t} \end{bmatrix} + w$$

收稿日期:2003-04-21;修回日期:2005-03-04

基金项目:国家自然科学基金重大项目“未来移动通信基础理论与技术研究”(No. 60390540);国家863高技术研究发展计划(No. 2003AA123310)

其中,上标 f 表示频域信号, x_i 是第 i 根发送天线上 $K \times 1$ 的发送向量, y_j 为第 j 根接收天线上 $K \times 1$ 的频域接收信号向量, y_{ji}^f 是 $K \times 1$ 的向量,它表示第 i 根发送天线到第 j 根接收天线之间信道的频域响应, $\text{diag}\{h_{ji}^f\}$ 表示由向量 h_{ji}^f 生成的对角阵, w 是 $(KN_r) \times 1$ 方差为 σ^2 加性高斯白噪声. 如果接收端已知信道,则可以根据上式进行相干检测. 通常,我们未知信道的最大多径时延,但我们已知信道最大长度不超过 CP 的长度. 信道的频域响应可以写为 $h_{ji}^f = \sqrt{K}F_G h_{ji}$, 其中 F 为归一化的 FFT 矩阵, F_G 表示取 F 的前 G 列, h_{ji} 是 $G \times 1$ 的信道时域响应. 由于本文研究的重点是信道估计算法,为了描述方便,我们把上式写为:

$$y = \sqrt{K}I_{N_r} \odot [\text{diag}\{x_1\} F_G \dots \text{diag}\{x_{N_t}\} F_G] h + w \quad (1)$$

其中: \odot 表示 Kronecker 乘, $h = [h_{11}^T \dots h_{N_t N_r}^T]^T$.

本文采用文献[6]的信道模型:

$$H(l) = A_l (\dots)$$

其中, $H(l) \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$, $A_l = [a_{ji}^{(l)}]_{N_r \times N_t}$ 描述了在时延 l 时刻两个所考虑的发收天线间的信道矩阵, $a_{ji}^{(l)}$ 是发送天线 i 到接收天线 j 间的第 l 径的信道系数. 假设发送天线之间的相关矩阵为 $R_t \in \mathbb{C}^{N_t \times N_t}$, 接收天线之间的相关矩阵为 $R_r \in \mathbb{C}^{N_r \times N_r}$, 则发送和接收信道之间的相关矩阵可以表示为^[6]: $R_{\text{MIMO}} = R_r \odot R_t$. 具有相关性的传输系数可以根据 $\tilde{a}_l = \gamma_l \text{Ca}_l$ 得到. 其中, \tilde{a}_l 是 A 经过拉直运算后得到的向量; γ_l 是功率延迟分布的第 l 径的归一化权重: $a_l = [a_{11}^{(l)} \ a_{21}^{(l)} \ \dots \ a_{N_r N_t}^{(l)}]_{N_r \times N_t}^T$ 包含了衰落的信息,通常我们假设它是广义平稳随机过程,服从 Jakes 功率谱; C 是 R_{MIMO} 的 Cholesky 分解. 通过上述分析可知,具有空间相关性的 MIMO 信道模型可以根据单天线的时变抽头冲激响应信道模型稍加改进来得到.

如果考虑发送和接收端采用成型滤波器,则经过采样后信道可以表示为:

$$h_{ji}(l) = \sum_{n=1}^{N_p} a_{ji}^{(n)}(l) g(l - \frac{n}{N_p}), \quad l=1, 2, \dots, G \quad (2)$$

其中, N_p 为路径数目,假设每对收发天线之间的路径数目是相同的. 由于最大时延是未知的,因此这里我们认为信道的最大长度为 G . $g(\cdot)$ 是截短的升余弦脉冲. 通常信道时延并不是采样时刻的整数倍,这样信道能量就会泄漏到其他采样点上^[5].

3 信道估计算法

这里分析 MIMO-OFDM 信道估计时,我们假设各个发送天线上的导频模式是相同的(即插入导频的位置是相同的). 假设每个 OFDM 符号使用 M 个导频,导频位置的集合表示为 $\{k_1, k_2, \dots, k_M\}$. 根据式(1),取出导频位置的接收信号,可以得到如下的观测信号:

$$\tilde{y} = h + \tilde{w} \quad (3)$$

其中 $\tilde{w} = \sqrt{K}I_{N_r} \odot [\text{diag}\{p_1\} F_G \dots \text{diag}\{p_M\} F_G]$, \tilde{w} 是噪声项,可以假设为高斯白噪声. F_G 表示取出 F 中对应于集合 $\{k_1, k_2, \dots, k_M\}$ 元素的行和前 G 列. p_i 是第 i 根发送天线上 $M \times 1$ 的导频

向量, \tilde{y} 为对应的接收信号.

3.1 LS 信道估计(LSCE)

上述中,式(3)是一个线性模型. 根据最小二乘准则(LS),可知信道的时域冲激响应的估计为^[7]:

$$h_{\text{LSCE}} = (H^H)^{-1} H^H \tilde{y} = h + (H^H)^{-1} H^H \tilde{w} \quad (4)$$

变换到频域后得到所有子载波上的频域信道响应:

$$h_{\text{LSCE}}^f = \sqrt{K}(I_{N_r} \odot F_G) h_{\text{LSCE}}$$

上述算法描述时用了求逆的运算. (4)式中, $(H^H)^{-1}$ 是一个 $(N_r M) \times (N_r N_t G)$ 的矩阵,当导频个数满足 $M \geq N_t G$ 时,式中的求逆运算存在的. 根据文献[7]可知,当满足: $H^H H = I$ 时,LS 信道估计的 MSE 可以达到 Cramer-Rao 界,此时

$$H^H H = M I_{N_r N_t G} \quad (5)$$

也即:

$$F_G^H \text{diag}\{p_i^*\} \text{diag}\{p_j\} F_G = \begin{cases} \frac{M}{K} I_G & i=j \\ \mathbf{0}_G & i \neq j \end{cases} \quad (6)$$

为了满足式(6),文献[2]指出最优导频不仅要求等功率和等间隔地插入 OFDM 符号,还需要满足:

$$\sum_{m=0}^{M-1} p_{i,m} p_{j,m}^* e^{-j2\pi m l / M} = 0, \quad i \neq j \quad (7)$$

其中, $l = -G+1, -G+2, \dots, G-1$. 特别是,如果导频序列长度设计成 2 的幂次,式(4)的计算可以用低复杂度的 FFT 来实现,因此通常选取 $M = 2^{\lceil \log_2 N_t G \rceil}$. 文献[2,3]设计了 MIMO-OFDM 系统的最优导频:

$$p_{i,m} = e^{-j\frac{2\pi}{M} G m(i-1)} \quad (8)$$

其中 $m \in \{0, 2, \dots, M-1\}$, $i \in \{1, 2, \dots, N_t\}$. 从式(7)可以看出, MIMO-OFDM 的最优导频不仅要求不同天线上的导频正交,还要求相移正交. 下面我们完备多相序列的性质构造出新的 MIMO-OFDM 系统的最优导频序列.

文献[8]总结了几种完备多相序列,包括 Frank 序列、Zadoff-Chu 序列和 Milewski 序列.

现构造如下导频序列:

(1) 构造完备长度为 M 的多相序列 p_1 作为第一根发送天线的导频序列;

(2) 将 p_1 移位 $(i-1)G$ 得到新的序列 p_i 作为第 i 根发送天线的导频序列;

容易验证,上述导频序列可以满足式(7),因此它是最优导频序列.

3.2 LS 参数化信道估计(LSPCE)

如果已知信道的路径数目和各径的时延,我们可以把式(2)写成矩阵的形式:

$$h_{ji} = \sum_{l=1}^L a_{jl} a_{il} \quad (9)$$

其中, a_{jl} 为 $G \times N_p$ 的矩阵,它由 i 根发送天线到第 j 根接收天线之间的多径时延和脉冲成型共同决定, a_{jl} 是信道的复增益 $(N_p \times 1)$. 考虑所有收发天线之间的信道,式(3)可以写为:

$$\tilde{y} = a + \tilde{w} \quad (10)$$

其中, a 是 $(N_r N_t G) \times (N_r N_t N_p)$ 的分块对角阵,其对角块由 a_{ji} 构成, $a = [a_{11}^T \ \dots \ a_{N_r N_t}^T]^T$.

首先求出 $\hat{\mathbf{a}}$ 的 LS 估计:

$$\hat{\mathbf{a}} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{a} + (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \tilde{\mathbf{w}}$$

于是,基于 LS 准则的参数化信道的时域冲激响应的估计(我们记为 \mathbf{h}_{LSCE})可以写为:

$$\begin{aligned} \mathbf{h}_{\text{LSCE}} &= \hat{\mathbf{a}} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \tilde{\mathbf{y}} \\ &= \mathbf{h} + (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \tilde{\mathbf{w}} \end{aligned} \quad (11)$$

变换到频域可得:

$$\mathbf{h}_{\text{LSCE}}^f = \sqrt{K} (\mathbf{I}_{N_r N_t} \odot \mathbf{F}_G) \mathbf{h}_{\text{LSCE}}$$

当采用最优导频时,基于参数化信道的估计算法中,由式(11)和(5)可知:

$$\mathbf{h}_{\text{LSCE}} = (\mathbf{H}^H)^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{h}_{\text{LSCE}} \quad (12)$$

由于 \mathbf{H} 是一个列满秩矩阵, \mathbf{H} 的 SVD 可以写为^[7]

$$\begin{aligned} \mathbf{H} &= \begin{bmatrix} j_1 & & & \\ & \ddots & & \\ & & j_{N_p} & \\ & & & \mathbf{N}_p \mathbf{N}_t \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \mathbf{U}_{11} & & & \\ & \mathbf{U}_{11}^H & & \\ & & \ddots & \\ & & & \mathbf{U}_{N_p N_t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{N}_p \mathbf{N}_t \mathbf{V}_{11}^H & & & \\ & \mathbf{N}_p \mathbf{N}_t \mathbf{V}_{11}^H & & \\ & & \ddots & \\ & & & \mathbf{N}_p \mathbf{N}_t \mathbf{V}_{N_p N_t}^H \end{bmatrix} = \mathbf{U} \mathbf{V}^H \end{aligned} \quad (13)$$

这里 j_i 是 j_i 的 N_p 个从大到小的奇异值构成的对角阵, \mathbf{U}_{ji} 和 \mathbf{V}_{ji} 是相应正交的列构成的矩阵,分别是 $G \times N_p$ 和 $N_p \times N_t$ 的矩阵.把式(13)代入式(12)可得:

$$\mathbf{h}_{\text{LSCE}} = \mathbf{U} (\mathbf{U}^H)^{-1} \mathbf{h}_{\text{LSCE}} \quad (14)$$

其中用到了:

$$\begin{aligned} (\mathbf{U}_{ji})^H \mathbf{U}_{ji} &= \mathbf{I} \\ [\mathbf{V}_{ji} (\mathbf{V}_{ji}^H)^{-1}]^2 \mathbf{V}_{ji}^H \mathbf{V}_{ji} &= \mathbf{V}_{ji} (\mathbf{V}_{ji}^H)^{-2} \mathbf{V}_{ji}^H \end{aligned}$$

从式(9)可以看出, \mathbf{h}_{ji} 位于 j_i 的生成空间,而 $\mathbf{U}_{11} (\mathbf{U}_{11})^H$ 是 j_i 的生成空间的正交投影.基于参数化信道的算法先对 j_i 进行 SVD 分解,然后把时域 LS 估计得到的 \mathbf{h}_{ji} 正交投影到 j_i 的生成空间.采用上述算法可以降低运算复杂度,但是由于计算 SVD 仍然需要较大的计算量,后面我们将看到,时延估计时的迭代算法可以用较低的复杂度同时估计出信道响应.

3.3 MSE 性能分析

下面推导信道估计的均方误差时,我们假定时延和路径数目精确已知. LSCE 的均方误差:

$$\begin{aligned} MS E_{\text{LSCE}} &= \frac{1}{KN_r N_t} \text{Tr} \left\{ \mathbb{E} \left[(\mathbf{h}^f - \mathbf{h}_{\text{LSCE}}^f) (\mathbf{h}^f - \mathbf{h}_{\text{LSCE}}^f)^H \right] \right\} \\ &= \frac{2}{N_r N_t} \text{Tr} \left\{ (\mathbf{H}^H)^{-1} \right\} \frac{2G}{M} \end{aligned} \quad (15)$$

等式成立的条件是采用式(7)中的最优导频. LSPCE 的均方误差可以由下式给出:

$$\begin{aligned} MS E_{\text{LSPCE}} &= \frac{1}{KN_r N_t} \text{Tr} \left\{ \mathbb{E} \left[(\mathbf{h}^f - \mathbf{h}_{\text{LSPCE}}^f) (\mathbf{h}^f - \mathbf{h}_{\text{LSPCE}}^f)^H \right] \right\} \\ &= \frac{2}{N_r N_t} \text{Tr} \left[(\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H} \right] \\ &= \frac{2}{N_r N_t} \text{Tr} \left\{ [(\mathbf{U})^H \mathbf{H} \mathbf{U}]^{-1} \right\} \frac{N_p}{M} \end{aligned} \quad (16)$$

满足式(5)时,等式成立,也即采用式(7)中的导频序列

时,可以使得 LSPCE 达到下界.在相同信噪比和最优导频下, LSCE 和 LSPCE 的 MSE 的比值为:

$$= \frac{MS E_{\text{LSPCE}}}{MS E_{\text{LSCE}}} = \frac{N_p}{G} \quad (17)$$

从上面的结果可以看出,信道越稀疏,基于参数化信道估计的 MSE 性能越好.上述的推导中假设了每对收发天线之间路径数目相同,如果不同,根据上述推导方法也可以得到相似的结论.

4 稀疏多径信道的时延和信道参数的估计

单天线的 OFDM 系统中,我们在文献[5]中利用估计出的时域信道参数以及特征波形 $g(\cdot)$ 可以对路径时延进行搜索,并估计出信道参数,获得了可观的增益.这种方法也能够适用于 MIMO-OFDM 系统.下面是算法的实现步骤:

() 根据 LSCE, 估计出 \mathbf{h}_{LSCE} . 取出对应于对发送天线 i 到接收天线 j 之间的信道参数 ($\mathbf{h}_{\text{LSCE}}^H$)_{ji} 这里省略 i 和 j , 表示为 \mathbf{h}_0 .

() 根据式(22), 采用二分法搜索第 p 径的时延.

$$\hat{p} = \arg \max_p |h_p^H g_p|^2 \quad (18)$$

() 其中 $p = \{L - 5, \dots, L + 5\}$, h_p 表示对第 p 径搜索时的观察信道响应, $|g_p|_l = g(l - \cdot)$, 这里 $g(\cdot)$ 的截断长度为 11 .

() 估计出第 p 条路径的时延后, 就可以得到信道的复增益 $\hat{\alpha}_p$.

$$\hat{\alpha}_p = \frac{g_p^H \mathbf{h}_p}{g_p^2} \quad (19)$$

() 接着, 把第 p 径的影响从观测信号中减去:

$$\mathbf{h}_{p+1} = \mathbf{h}_p - \hat{\alpha}_p g_p \quad (20)$$

令 $p = p + 1$. 如果 h_p^2 大于噪声方差, 则跳转到 (). 否则, 根据式(21), 得到估计的信道参数.

$$\hat{\mathbf{h}} = \mathbf{h}_0 - \mathbf{h}_p \quad (21)$$

用同样的方法获得其他收发天线上的信道参数.

在搜索中, 我们发现, 上述算法有可能估计出一些伪径, 而这些伪径通常就在已经估计出的时延附近. 这是因为, 如果估计出的时延有误差时, 式(20)会引入噪声. 但是估计出的伪径并不会降低估计信道参数的精度, 从式(21)来看, 如果估计到伪径会使噪声估计更准, 反而有利于估计出更精确的信道参数. 当然, 如果我们假设信道稀疏并且各个径之间的时延超过一个采样时间时, 就可以去除这些伪径, 也即 $|p - p+1| \geq 1$, 则丢弃本次搜索的 $p+1$.

5 仿真结果

基于以上的分析和描述, 本文将这种信道估计应用于 MIMO-OFDM 仿真平台, 对系统性能进行了仿真和研究. 系统工作在 2.4GHz 的载频上, 带宽为 10MHz, 1024 个子载波, 采用 2 根发送天线 4 根接收天线, 空时发送采用 V-BLAST. 信道的相关阵 \mathbf{R}_r 和 \mathbf{R}_t 均为单位阵, 最大多普勒频率为 100Hz. 每对收发天线之间的多径时延不同, 它们均匀分布在 0~6.4μs, 但

路径数目均为 3,功率延迟分布服从指数衰减,系统采样周期为 0.1 μ s,额外增加 6.4 μ s 的 CP,因此整个 OFDM 块的持续时间为 108.8 μ s。数据传输时,每个 OFDM 符号内都有 128 个均匀分布的导频。天线 1 的导频序列采用长度为 128 的 Millewski 序列,将天线 1 的导频序列移位 64 位得到天线 2 的导频序列。因此,当采用 QPSK 调制时,系统的数据传输速率为 33Mbit/s,系统效率为 3.3bit/s/Hz。仿真中,通过如下的方法设定比特能噪比,假设某时刻发送端总的发送能量为 E_s ,则接收端每个比特的能量为 $E_b = N_r / (N_r M_c) E_s$ 。仿真中的比特能噪比定义为: $E_b / N_0 = (N_r E_s) / (N_r M_c N_0)$,其中, $N_0 = 2$ 为噪声的单边功率谱密度, M_c 是每个调制符号中的比特数。接收端采用迫零检测算法来恢复发送数据。

图 1 和图 2 为采用 QPSK 调制时估计器的 MSE 性能和 BER 性能。

其中,理想的 LSPCE 表示采用精确的时延和路径数目估计的方法,而 DELSPCE 表示基于时延估计的参数化信道估计算法。从图 1 可以看出,DELSPCE 比传统的 LSCE 约好 8.5dB,而与理想的 LSPCE 相差约 5dB。理论上,根据式 (17) ($N_p = 3, G = 64$),理想的 LSPCE 方法比 LSCE 好 13.3dB,仿真中可以看出,理想的 LSPCE 比 LSCE 将近好 13.3dB,与理论分析非常吻合。衡量系统性能的最终目标是系统的 BER,我们从图 2 可以看出,DE

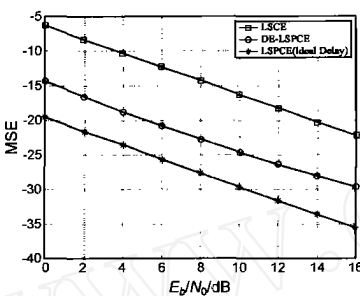


图 1 QPSK 调制方式下系统的 MSE 性能比较

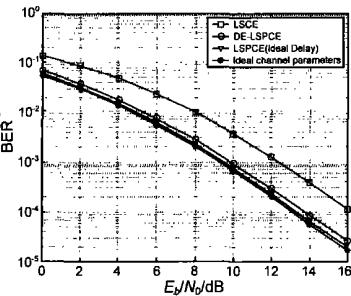


图 2 QPSK 调制方式下系统的 BER 性能比较

LSPCE 算法比 LSCE 好将近 2.5dB,同时也可以看出,我们的算法与理想的 LSPCE 相差约 0.5dB,而理想的 LSPCE 与理想信道估计下系统的 BER 性能已经非常接近。

6 结论

本文研究了宽带 MIMO-OFDM 系统的信道估计算法,提出一种新的最优导频结构和基于参数化的信道估计算法,并进行了理论分析。这种参数化信道估计的方法也适用于其它宽带无线通信系统,它能够有效地估计多径时延和信道参数,大大提高信道估计的精度,使得接收端检测器的性能接近采用理想信道估计时的检测性能,并且计算量较传统的 LS 估计器增加不多,具有很强的实用性。

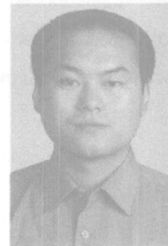
参考文献:

[1] G J Foschini, M J Gans. On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas[J]. Wireless Personal

Communications, 1998, 6(3): 311 - 335.

- [2] I Barhumi, G Leus, M Moonen. Optimal training sequences for channel estimation in MIMO-OFDM system in mobile wireless channels[A]. In International Zurich Seminar on Broadband Communications, Access, Transmission, Networking[C]. Zurich, Switzerland, 2002. 44 - 1 - 6.
- [3] Y Li, N Seshadri, S Ariyavisitakul. Channel estimation in OFDM systems with transmitter diversity in mobile wireless channels[J]. IEEE J Select Areas Commun., 1999, 17(3): 461 - 471.
- [4] B G Yang, K B Letaief, R S Cheng, Z Cao. Channel estimation for OFDM transmission in multipath fading channels based on parametric channel modeling[J]. IEEE Trans Communication, 2001, 49(3): 467 - 479.
- [5] B Han, X Gao, X You, E Costa, H Haas. A novel channel estimation method for OFDM systems in multipath fading [A]. In Proc IEEE GLOBECOM '02[C]. 2002. 696 - 700.
- [6] J P Kermoal, L Schumacher, K I Pedersen, P E Mogenssen, F Frederiksen. A stochastic MIMO radio channel model with experimental validation[J]. IEEE J Select Areas Commun., 2002, 20(8): 1211 - 1226.
- [7] T K Moon, W C Stirling. Mathematical Methods and Algorithms for Signal Processing[M]. NJ: Prentice Hall, 2000.
- [8] L Bomer, M Antweiler. Perfect N-phase sequences and arrays[J], IEEE J Select Areas Commun., 1992, 10(5): 782 - 789.

作者简介:



王东明 男,1977 年生于河南偃师,东南大学博士生,主要研究方向为下一代移动通信系统中的关键技术。E-mail: wangdm@seu.edu.cn.



高西奇 男,1967 年生于安徽灵璧,东南大学教授、博士生导师,主要研究方向为未来宽带移动通信理论与技术。



尤肖虎 男,1962 年生于江苏苏州,东南大学教授、博士生导师,主要研究方向为未来宽带移动通信理论与技术、智能信号处理与通信。

韩冰 女,1974 年生于山东省,于东南大学移动通信国家重点实验室获博士学位,现在加拿大 Calgary 大学做博士后,主要研究 OFDM 信道估计和迭代检测技术。