

# MIMO-OFDM 系统中一种改进的 Bayesian EM 信道估计器

张晓瀛 魏急波

(国防科技大学电子科学与工程学院二系 长沙 410073)

**摘要:** 该文提出了 MIMO-OFDM 系统中一种改进的 Bayesian EM 信道估计器。利用软球形译码器的搜索列表和解码器反馈的先验信息对传统 EM 信道估计中的软信息近似处理进行了修正, 计算了更为准确的软符号后验概率分布以及一阶、二阶统计量。基于初始估计得到的信道先验信息, 设计了新的考虑软符号后验互相关的时域信道冲激响应最大后验概率(MAP)估计算法。仿真试验结果表明: 该算法和传统 EM 信道估计算法相比具有更低的误码率和更小的估计均方差值。

**关键词:** MIMO-OFDM; BEM 算法; 软球形译码

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2008)08-1796-05

## An Improved Bayesian EM Channel Estimator for MIMO-OFDM Systems

Zhang Xiao-ying Wei Ji-bo

(Institute of Electronic Science and Engineering, National Univ. of Defense Technology, Changsha 410073, China)

**Abstract:** An improved Bayesian EM channel estimator is proposed for MIMO-OFDM systems. Using the candidates list of the List Sphere Decoder (LSD) and a prior information from the decoder, the approximations of the soft decision symbols in the conventional EM channel estimator are modified. The a posteriori probabilities, the first and second moments of the soft symbol decisions are calculated more accurately. Based on the prior information of the channel measured by the initial estimation, a new Maximum A Posteriori (MAP) estimation of the channel impulse response, which considers the posteriori cross-correlation of the soft symbols, is obtained. Simulation results show that the newly proposed BEM algorithm outperforms conventional EM estimation schemes both in terms of BER and mean square estimation error.

**Key words:** MIMO-OFDM; Bayesian Expectation-Maximization (BEM) algorithm; List Sphere Decoder (LSD)

### 1 引言

多输入多输出正交频分复用(MIMO-OFDM)系统具有优良的传输特性, 近来引起广泛关注。一方面, 与单天线系统相比, 多输入多输出(MIMO)通信系统可获得更大的信道容量和更高的频谱利用率; 另一方面, 正交频分复用(OFDM)可以有效对抗多径信道带来的码间干扰<sup>[1]</sup>, 因而成为研究热点。

MIMO-OFDM系统的信道估计方法主要有基于训练序列的已知数据辅助估计和依赖于信号统计特性的盲估计, 但是导频辅助估计需要占用系统开销, 盲估计一般收敛缓慢、计算复杂, 因此近来以EM算法为代表的半盲信道估计算法成为研究热点。Xie给出了MIMO-OFDM系统的一般EM算法<sup>[1]</sup>, Aldana研究了多输入单输出OFDM系统中基于最大似然准则(ML)的EM频域信道估计<sup>[2]</sup>, Zheng研究了LDPC编码MIMO-OFDM系统的EM信道估计<sup>[3]</sup>。在数据符号未知的条件下, 很多文献采用了不相关假设处理软符号的后验均值和互协方差, 这种近似处理会带来一定的性能损失<sup>[4]</sup>。本文利

用软球形译码产生的搜索列表和解码反馈的先验信息计算软判决符号的边缘后验概率和联合后验概率, 由此获得软符号的一阶和二阶统计特性作为BEM估计器的输入, 对信道冲激响应进行最大后验概率估计。

### 2 系统模型

考虑具有 $N_t$ 根发送天线,  $N_r$ 根接收天线的MIMO-OFDM系统, 子载波数目为 $K$ , 一个数据帧中含有 $N_s$ 个相邻的OFDM符号。信源比特 $c$ 经串并变换转化为 $N_t$ 个子数据流进行并行的卷积编码,  $m_c$ 个编码比特通过星座集合 $A$ 映射为一个符号。第 $q$ 个子数据流经编码和映射以后形成符号块 $\{x_q(n, k), k = 0, 1, \dots, K-1\}$ , 经过OFDM调制器从第 $q$ 根天线发送。发射端框图如图1所示。

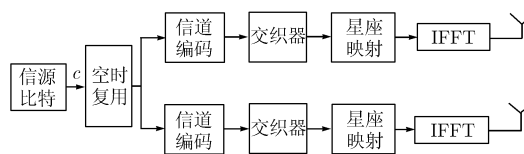


图1 MIMO-OFDM系统的发射机框图

假设信道在一个OFDM符号间隔内保持不变,循环前缀的长度大于信道最大时延。第 $q$ 根发送天线和第 $r$ 根接收天线之间的离散信道冲激响应可以表示为

$$\mathbf{h}_{rq}(n) = [h_{rq}(n,0), \dots, h_{rq}(n, L-1)]^T \quad (1)$$

在接收端经过FFT解调以后,各子载波上的接收信号写成

$$\mathbf{Y}_r(n) = \sum_{q=1}^{N_t} \mathbf{X}_q(n) \mathbf{F} \mathbf{h}_{rq}(n) + \mathbf{W}_r(n) \quad (2)$$

其中 $\mathbf{Y}_r(n) = [y_r(n,0), \dots, y_r(n, K-1)]^T$ 表示第 $r$ 根接收天线上的 $K$ 维接收信号。 $\mathbf{X}_q(n) = \text{diag}[x_q(n,0), \dots, x_q(n, K-1)]$ 表示第 $q$ 根发送天线的发送信号。 $\mathbf{F}$ 表示 $K$ 阶DFT方阵前 $L$ 列构成的矩阵。 $\mathbf{W}_r(n)$ 是第 $r$ 根接收天线上的独立同分布的零均值复高斯噪声矢量:

$$E[\mathbf{W}_r(n) \mathbf{W}_r^H(n)] = \sigma^2 \mathbf{I}_K \quad (3)$$

其中 $\mathbf{I}_K$ 为 $K \times K$ 单位矩阵,  $\sigma^2$ 为复加性高斯噪声的方差。

定义 $\mathbf{H}_{rq} = \mathbf{F} \mathbf{h}_{rq}(n) = [H_{rq}(n,0), \dots, H_{rq}(n, K-1)]^T$

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} H_{1,1}(n,k) & \dots & H_{1,N_t}(n,k) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{N_r,1}(n,k) & \dots & H_{N_r,N_t}(n,k) \end{bmatrix} \quad (4)$$

所有接收天线上的接收信号 $\mathbf{Y} = [y_1(n,k) \dots y_{N_r}(n,k)]^T$ 可以写成:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H} \mathbf{X} + \mathbf{W} \quad (5)$$

其中 $\mathbf{W} = [w_1(n,k), \dots, w_{N_r}(n,k)]^T$ ,  $\mathbf{X} = [x_1(n,k) \dots x_{N_t}(n,k)]^T$ 。

### 3 Turbo 迭代接收机

接收机按照 Turbo 原理进行迭代检测和解码,如图2所示。软球形解码器(List Sphere Decoder, LSD)和软输入软输出(Soft-In-Soft-Out)信道解码器通过交织器和解交织器相互级联,构成了 Turbo 接收机的主体。

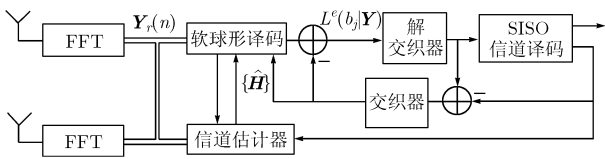


图2 MIMO-OFDM系统的Turbo接收机框图

空时检测基于式(5)在频域进行。对于第 $k$ 个子载波来说,发送矢量 $\mathbf{X} = [x_1(n,k) \dots x_{N_t}(n,k)]^T$ 对应 $N_t m_c$ 个码字比特组成的矢量 $\mathbf{B} = [b_1(n,k), \dots, b_{N_t m_c}(n,k)]^T$ 。将发送信号 $\mathbf{H} \mathbf{X}$ 看成以 $\mathbf{H}$ 的列矢量为基构成的格。假设 $b_j$ 为 $\mathbf{B}$ 中的第 $j$ 个比特,且 $\mathbf{B}$ 中各个比特之间相互独立。子载波 $k$ 处所有 $2^{N_t m_c}$ 种可能的发送信号构成集合 $\Omega$ ,  $\Omega_{j,+1}$ 和 $\Omega_{j,-1}$ 分别对应 $b_j$ 为+1和-1时可能的发送符号矢量的集合。LSD算法<sup>[7]</sup>搜索

$P(\mathbf{Y} | \mathbf{H}, \mathbf{X})$ 较大的符号矢量组成一个列表 $\rho$ ,  $\rho \cap \Omega_{j,+1} = \rho_{j,+1}$ ,  $\rho \cap \Omega_{j,-1} = \rho_{j,-1}$ ,由列表中符号矢量提供的信息计算编码比特 $b_j$ 的外信息:

$$L^e(b_j | \mathbf{Y}) = \max_{\rho_{j,+1}} \left\{ \frac{-\|\mathbf{Y} - \mathbf{H} \mathbf{X}\|^2}{\sigma^2} + \frac{\mathbf{B}_{k|j}^T \cdot L^a(\mathbf{B}_{k|j})}{2} \right\} - \max_{\rho_{j,-1}} \left\{ \frac{-\|\mathbf{Y} - \mathbf{H} \mathbf{X}\|^2}{\sigma^2} + \frac{\mathbf{B}_{k|j}^T \cdot L^a(\mathbf{B}_{k|j})}{2} \right\} \quad (6)$$

其中 $\mathbf{B}_{k|j}$ 表示除了第 $j$ 个比特的发送比特矢量。 $L^a(\mathbf{B}_{k|j})$ 表示 $\mathbf{B}_{k|j}$ 中比特的先验对数似然比构成的矢量。在联合检测解码接收机中,可将信道编码看成外码,多输入多输出信道看成内码,LSD以接收信号和信道解码器反馈的先验信息作为输入,获得的编码比特外信息送入外码解码器,同理,外码解码器获得比特后验对数似然值以后,减去先验信息得到外信息作为LSD的输入,最后根据外码解码器输出的后验信息做出判决。

### 4 信道估计

信道估计分成两个阶段,首先根据帧头插入的导频符号进行初始的信道估计,随后,在每个OFDM数据符号中,利用反馈的数据符号软信息进行BEM信道估计。

#### 4.1 基于训练序列的初始信道估计

利用帧头插入的导频符号,基于最小二乘(least squares)算法进行初始信道估计。假设 $\mathbf{X}_q^p = \text{diag}[x_q^p(n,0), \dots, x_q^p(n, K-1)]$ ,导频符号矩阵 $\mathbf{X}^p = [\mathbf{X}_1^p, \dots, \mathbf{X}_{N_t}^p]$ 对应的收发关系为

$$\mathbf{Y}_r^p = \mathbf{X}^p \mathbf{\Xi} \mathbf{h}_r + \mathbf{W}_r \quad (7)$$

其中 $\mathbf{h}_r = [\mathbf{h}_{r,1}^H, \dots, \mathbf{h}_{r,N_t}^H]^H$ ,  $\mathbf{\Xi} \triangleq \text{diag}(\mathbf{F}, \dots, \mathbf{F})$ 。利用正交准则,信道冲激响应的估计 $\{\hat{h}_{rq}(l)\}$ 满足

$$\sum_{k=0}^{K-1} \left[ y_r(k) - \sum_{q=1}^{N_t} \sum_{l=0}^{L-1} \hat{h}_{rq}(l) e^{-j \frac{2\pi k l}{K}} x_q^p(k) \right] \cdot e^{j \frac{2\pi k l'}{K}} x_q^{p*}(k) = 0, \quad r = 1, \dots, N_r, \quad q' = 1, \dots, N_t, \quad l' \in [0, L-1] \quad (8)$$

这里的导频序列选择等功率的相移正交序列<sup>[8]</sup>。求得信道冲激响应的估计 $\{\hat{h}_{rq}(l)\}$ 以后,可以估计出 $\mathbf{h}_{rq} = [h_{rq}(0), \dots, h_{rq}(L-1)]^T$ 的协方差矩阵:

$$\boldsymbol{\eta}_{rq} \triangleq E(\hat{\mathbf{h}}_{rq} \hat{\mathbf{h}}_{rq}^H) = \text{diag}(\sigma_{rq,0}^2, \dots, \sigma_{rq,L-1}^2) \quad (9)$$

#### 4.2 Bayesian EM 信道估计

(1)软判决符号统计信息的计算 符号软信息是BEM信道估计器的输入,包含软符号的一阶、二阶矩。设第 $k$ 个子载波各空间维上的复合发送符号矢量为 $\mathbf{X} = [x_1(n,k) \dots x_{N_t}(n,k)]^T$ ,第 $q$ 根发送天线上发送符号的后验均值和二阶矩可以表示为

$$\bar{x}_q(n,k) = \sum_{x_q(n,k) \in A} x_q(n,k) P(x_q(n,k) | \mathbf{Y}, \mathbf{H}) \quad (10)$$

$$\phi_q(n,k) = \sum_{x_q(n,k) \in A} |x_q(n,k)|^2 P(x_q(n,k) | \mathbf{Y}, \mathbf{H}) \quad (11)$$

第 $k$ 个子载波上第 $q_1$ 和 $q_2$ 根发送天线上发送符号的后验互相

关表示为

$$\phi_{q_1, q_2}(n, k) = \sum_{x_{q_1}(n, k), x_{q_2}(n, k) \in A} x_{q_1}(n, k) x_{q_2}^*(n, k) \cdot P(x_{q_1}(n, k), x_{q_2}(n, k) | \mathbf{Y}, \mathbf{H}) \quad (12)$$

上述各量的计算要求不同空间维上符号的边缘后验概率  $P(x_q(n, k) | \mathbf{Y}, \mathbf{H})$  以及联合后验概率  $P(x_{q_1}(n, k), x_{q_2}(n, k) | \mathbf{Y}, \mathbf{H})$ , 需要遍历所有可能的符号组合<sup>[9]</sup>, 为了降低复杂度, 很多文献[4]采用近似处理, 忽略了不同空间维上发送符号间的后验互相关, 假设  $P_{\text{post}}^{\text{Dec}}(b_{q,i})$  表示相应与  $x_q(n, k)$  的第  $i$  个比特  $b_{q,i}$  的后验概率, 传统算法采用近似处理:

$$P(x_q(n, k) | \mathbf{Y}, \mathbf{H}) \propto \prod_{i=1}^{m_c} P_{\text{post}}^{\text{Dec}}(b_{q,i}) \quad (13)$$

$$P(x_{q_1}(n, k), x_{q_2}(n, k) | \mathbf{Y}, \mathbf{H}) = P(x_{q_1}(n, k) | \mathbf{Y}, \mathbf{H}) P(x_{q_2}(n, k) | \mathbf{Y}, \mathbf{H}) \quad (14)$$

这种近似求解的偏差会影响信道估计的性能。为了提高软符号统计信息的计算精度, 本文借助球形译码产生的搜索列表, 结合信道解码器产生的先验信息, 获取更为准确的信道软符号统计特性。假设LSD搜索列表中存在  $U$  种不同的符号组合可能  $\rho = \{\mathbf{X}^u\} \ 1 \leq u \leq U$ ,  $\mathbf{X}^u = [x_1^u(n, k) \cdots x_{N_t}^u(n, k)]^T$  表示其中第  $u$  种组合, 则有符号的边缘后验概率为

$$p(x_q(n, k) | \mathbf{Y}, \mathbf{H}) = \sum_{u=1}^U \alpha^u(x_q(n, k) | \mathbf{Y}, \mathbf{H}) \left/ \sum_{x_q(n, k) \in A} \sum_{i=1}^U \alpha^i(x_q(n, k) | \mathbf{Y}, \mathbf{H}) \right. \quad (15)$$

$$\alpha^u(x_q(n, k) | \mathbf{Y}, \mathbf{H}) = P(\mathbf{Y} | \mathbf{H}, \mathbf{X}^u) \cdot P^a(x_q(n, k)) \prod_{q' \neq q} P^a(x_{q'}^u(n, k)) \quad (16)$$

不同空间维符号的联合后验概率为

$$P(x_{q_1}(n, k), x_{q_2}(n, k) | \mathbf{Y}, \mathbf{H}) = \sum_{u=1}^U \beta^u(x_{q_1}(n, k), x_{q_2}(n, k) | \mathbf{Y}, \mathbf{H}) \left/ \sum_{x_{q_1}(n, k) \in A, x_{q_2}(n, k) \in A} \sum_{u=1}^U \beta^u(x_{q_1}(n, k), x_{q_2}(n, k) | \mathbf{Y}, \mathbf{H}) \right. \quad (17)$$

$$\beta^u(x_{q_1}(n, k), x_{q_2}(n, k) | \mathbf{Y}, \mathbf{H}) = P(\mathbf{Y} | \mathbf{H}, \mathbf{X}^u) \cdot P^a(x_{q_1}(n, k)) P^a(x_{q_2}(n, k)) \prod_{q' \neq q_1, q_2} P^a(x_{q'}^u(n, k)) \quad (18)$$

其中  $P^a(\cdot)$  表示先验概率, 由式(15)–式(18)获得软符号边缘及联合后验概率后, 再由式(10)–式(12)计算一阶和二阶统计量。这种计算软信息的方法避免了穷尽搜索, 降低了复杂度; 另一方面, 与单纯依靠信道解码反馈信息的式(13), 式(14)相比, 该方法考虑了检测器提供的信息, 具有更高的精度。

(2)BEM估计算法 以第  $n$  个OFDM符号第  $r$  根接收天线上对应的  $\{\mathbf{h}_{rq}\}_{q=1}^{N_t}$  作为估计对象, 为描述简单起见, 以下公式去掉时间下标  $n$ 。第  $r$  根接收天线上的收发关系写成:

$$\mathbf{Y}_r = \sum_{q=1}^{N_t} \mathbf{X}_q \mathbf{F} \mathbf{h}_{rq} + \mathbf{W}_r$$

据  $\mathbf{Y}_r$  分解成为  $N_t$  个分量信号  $\mathbf{g}_{rq}$  之和, 噪声  $\mathbf{W}_r$  也分解成为  $N_t$  个零均值相互独立的高斯白噪声分量  $\omega_{rq}$  之和,  $\omega_{rq}$  的协方差矩阵为:  $\chi_{rq} = \beta_{rq} \sigma^2 \mathbf{I}_K$ , 其中  $\beta_{rq}$  满足约束条件:

$$\sum_q \beta_{rq} = 1$$

$$\mathbf{Y}_r = \sum_q \mathbf{g}_{rq} \quad (19)$$

$$\mathbf{g}_{rq} = \mathbf{X}_q \mathbf{F} \mathbf{h}_{rq} + \omega_{rq} \quad (20)$$

传统EM算法<sup>[10]</sup>将  $\mathbf{g}_{rq}$  看成确定性信号  $\mathbf{X}_q \mathbf{F} \mathbf{h}_{rq}$  和噪声分量  $\omega_{rq}$  之和, 首先利用式(13), 式(14)近似计算符号后验概率, 然后按照式(10)–式(12)计算符号软信息。取  $\{\mathbf{g}_{rq}\}_{q=1}^{N_t}$  为EM算法中的完备数据,  $\{\mathbf{g}_{rq}, \mathbf{X}_q\}_{q=1}^{N_t}$  为隐藏数据, 用上标  $(s)$  表示估计的第  $s$  次迭代。信道冲激响应的MAP估计按照下面的公式求解:

E 步骤: 对于  $q=1, 2, \dots, N_t$ , 计算

$$\hat{\mathbf{g}}_{rq}^{(s)} = \mathbf{X}_q \mathbf{F} \hat{\mathbf{h}}_{rq}^{(s)} + \beta_{rq} \left[ \mathbf{Y}_r - \sum_q \mathbf{X}_q \mathbf{F} \hat{\mathbf{h}}_{rq}^{(s)} \right] \quad (21)$$

M 步骤: 对于  $q=1, 2, \dots, N_t$ , 计算

$$\hat{\mathbf{h}}_{rq, \text{MAP}}^{(s+1)} = \left( \mathbf{F}^H \mathbf{X}_q^H \chi_{rq}^{-1} \mathbf{X}_q \mathbf{F} + \eta_{rq}^{-1} \right)^{-1} \cdot \mathbf{F}^H \mathbf{X}_q^H \chi_{rq}^{-1} \hat{\mathbf{g}}_{rq}^{(s)} \quad (22)$$

本文提出的BEM信道估计器利用更为准确的软符号一阶和二阶统计特性改善估计性能。不同与传统的确定性假设, 此时将分量信号  $\mathbf{g}_{rq}$  看成随机性信号  $\mathbf{X}_q \mathbf{F} \mathbf{h}_{rq}$  和高斯白噪声分量的叠加信号, 服从多维高斯分布。E步骤中的辅助函数可以写成

$$Q(\mathbf{h}_{rq} | \{\hat{\mathbf{h}}_{rq}^{(s)}\}_{q=1}^{N_t}) = E_{\{\mathbf{g}_{rq}, \mathbf{X}_q\}_{q=1}^{N_t}} \left[ \log P(\mathbf{g}_{rq} | \mathbf{h}_{rq}, \{\mathbf{X}_q\}_{q=1}^{N_t}) | \mathbf{Y}_r, \{\hat{\mathbf{h}}_{rq}^{(s)}\}_{q=1}^{N_t} \right] \quad (23)$$

根据最小均方误差准则, 以  $\{\mathbf{X}_q\}_{q=1}^{N_t}$  为条件的分量信号条件均值可以表示为

$$\hat{\mathbf{g}}_{rq}^{(s)} = \mathbf{X}_q \mathbf{F} \hat{\mathbf{h}}_{rq}^{(s)} + \text{Cov}(\mathbf{g}_{rq}, \mathbf{Y}_r) \cdot R(\mathbf{Y}_r)^{-1} \left[ \mathbf{Y}_r - \sum_q \mathbf{X}_q \mathbf{F} \hat{\mathbf{h}}_{rq}^{(s)} \right] \quad (24)$$

其中  $\text{Cov}(\mathbf{g}_{rq}, \mathbf{Y}_r) = \beta_{rq} \sigma^2 \mathbf{I}_K$ ,  $R(\mathbf{Y}_r) = \sigma^2 \mathbf{I}_K$  分别是以  $\{\mathbf{X}_q\}_{q=1}^{N_t}$  为条件的互相关和自相关。式(23)写成

$$Q(\mathbf{h}_{rq} | \{\hat{\mathbf{h}}_{rq}^{(s)}\}_{q=1}^{N_t}) = E_{\{\mathbf{X}_q\}_{q=1}^{N_t}} \left[ \frac{(\hat{\mathbf{g}}_{rq}^{(s)} - \mathbf{X}_q \mathbf{F} \mathbf{h}_{rq})^H (\hat{\mathbf{g}}_{rq}^{(s)} - \mathbf{X}_q \mathbf{F} \mathbf{h}_{rq})}{-\beta_{rq} \sigma^2} | \mathbf{Y}_r, \{\hat{\mathbf{h}}_{rq}^{(s)}\}_{q=1}^{N_t} \right] \quad (25)$$

由于在M步骤中只求关于  $\mathbf{h}_{rq}$  的最大值, 所以略去和  $\mathbf{h}_{rq}$  无关的项, 关于  $\{\mathbf{X}_q\}_{q=1}^{N_t}$  求均值:

$$Q(\mathbf{h}_{rq} | \{\hat{\mathbf{h}}_{rq}^{(s)}\}_{q=1}^{N_t}) = E_{\{\mathbf{X}_q\}_{q=1}^{N_t}} \left\{ \frac{1}{\beta_{rq} \sigma^2} \left[ 2 \operatorname{Re} \left\{ \mathbf{h}_{rq}^H \mathbf{F}^H (\mathbf{X}_q^H \hat{\mathbf{g}}_{rq}^{(s)}) \right\} - \mathbf{h}_{rq}^H \mathbf{F}^H \mathbf{X}_q^H \mathbf{X}_q \mathbf{F} \mathbf{h}_{rq} \right] \middle| \mathbf{Y}_r, \{\hat{\mathbf{h}}_{rq}^{(s)}\}_{q=1}^{N_t} \right\} \quad (26)$$

代入  $\hat{\mathbf{g}}_{rq}^{(s)}$ , 则第 1 项中的  $\mathbf{X}_q^H \hat{\mathbf{g}}_{rq}^{(s)}$  关于  $\{\mathbf{X}_q\}_{q=1}^{N_t}$  求均值为

$$E \left[ \mathbf{X}_q^H \hat{\mathbf{g}}_{rq}^{(s)} \middle| \mathbf{Y}_r, \{\hat{\mathbf{h}}_{rq}^{(s)}\}_{q=1}^{N_t} \right] = E(\mathbf{X}_q^H \mathbf{X}_q) \mathbf{F} \hat{\mathbf{h}}_{rq}^{(s)} + \beta_{rq} \cdot \left[ E(\mathbf{X}_q^H) \mathbf{Y}_r - \sum_{q' \neq q} E(\mathbf{X}_q^H \mathbf{X}_{q'}) \mathbf{F} \hat{\mathbf{h}}_{rq'}^{(s)} - E(\mathbf{X}_q^H \mathbf{X}_q) \mathbf{F} \hat{\mathbf{h}}_{rq}^{(s)} \right] \quad (27)$$

式中所需要用到的数据符号软信息包括后验均值、二阶矩以及不同空间维上发送符号的后验互相关, 均可由式(10)–式(12)计算获得。M 步骤结合信道冲激响应的先验信息求最大后验概率估计

$$\hat{\mathbf{h}}_{rq, \text{MAP}}^{(s+1)} = \arg \max_{\mathbf{h}_{rq}} Q \left( \mathbf{h}_{rq} \middle| \{\hat{\mathbf{h}}_{rq}^{(s)}\}_{q=1}^{N_t} \right) + \log P(\mathbf{h}_{rq}) \quad (28)$$

其中  $P(\mathbf{h}_{rq}) \propto \exp(\mathbf{h}_{rq}^H \eta_{rq}^{-1} \mathbf{h}_{rq})$ , 令上式关于  $\mathbf{h}_{rq}$  的导数为零, 得到

$$\hat{\mathbf{h}}_{rq, \text{MAP}}^{(s+1)} = \left[ \mathbf{F}^H \boldsymbol{\chi}_{rq}^{-1} E(\mathbf{X}_q^H \mathbf{X}_q) \mathbf{F} + \eta_{rq}^{-1} \right]^{-1} \cdot \mathbf{F}^H \boldsymbol{\chi}_{rq}^{-1} E \left[ \mathbf{X}_q^H \hat{\mathbf{g}}_{rq}^{(s)} \middle| \mathbf{Y}_r, \{\hat{\mathbf{h}}_{rq}^{(s)}\}_{q=1}^{N_t} \right] \quad (29)$$

最后利用 DFT 变换将信道冲激响应的估计转化为频域响应估计  $\{\hat{\mathbf{H}}\}$ , 辅助 LSD 进行空时检测。EM 信道估计以迭代的方式进行, 为了降低接收机复杂度, 将 EM 迭代循环嵌入到检测和译码构成的 Turbo 迭代中, 每进行一次 Turbo 接收处理, 信道估计器也循环一次。

### 5 仿真分析

仿真试验构造的 2 根发送天线 2 根接收天线的 MIMO-OFDM 系统具有 64 个子载波, 系统带宽 800kHz, 循环前缀长度为 16 个采样点。每条发送天线上的信号进行独立地生成多项式为  $[111, 101]_8$  的 1/2 卷积码编码, 交织以后进行 16QAM 星座映射。每个数据帧包含一个导频符号和 15 个 OFDM 数据符号。信道模型采用 COST207<sup>[11]</sup> “HT” 环境下的时延参数, 时变特性用经典的 Jakes 谱表征, 多普勒频移  $f_d$  分别取 15Hz 和 100Hz, 分别代表时变较慢和较快的信道环境。接收机共进行 3 次 Turbo 迭代。仿真试验对比了本文设计的 BEM 信道估计器及传统采用近似处理的 MAP EM 信道估计, 结果如图 3 等所示。

图 3 和图 4 给出了在两种时变条件下 Turbo 接收机在采用传统 EM 信道估计和新的 BEM 信道估计时的误码率性能。从图中可以看出, 采用新算法的 Turbo 接收机在各次迭代中均显示出更好的性能。根据算法的推导过程进行分析, 这是由于新算法对传统 EM 信道估计的软信息近似处理进行了修正, 获得了更为准确的软符号二阶统计信息, 在信道时变条件下, 更精确的软符号二阶统计信息可以抑制低置信度软符号给估计器带来的性能损失。

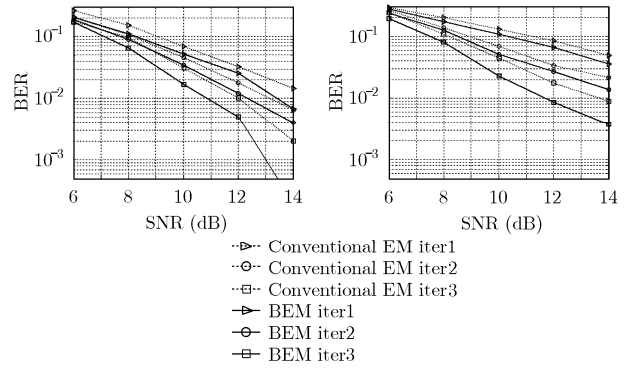


图 3  $f_d = 15\text{Hz}$  时 Turbo 接收机的 BER 性能

图 4  $f_d = 100\text{Hz}$  时 Turbo 接收机的 BER 性能

图 5 和图 6 给出了两种信道估计器在各次迭代中的估计均方误差, 新算法明显优于传统算法, 进一步说明了在检测和译码模块都相同的条件下, 更为准确的信道估计带来了新算法 Turbo 接收机的性能增益。

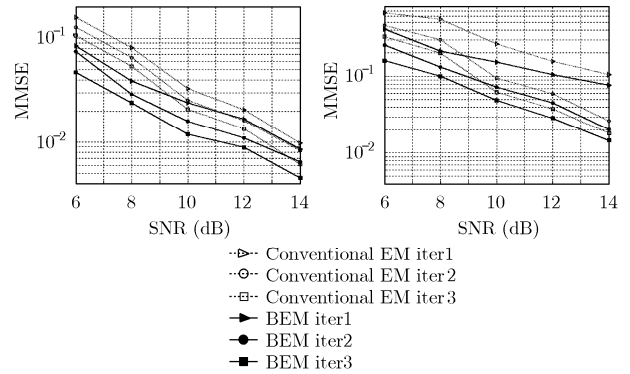


图 5  $f_d = 15\text{Hz}$  时两种估计器的 MMSE 性能比较

图 6  $f_d = 100\text{Hz}$  时两种估计器的 MMSE 性能比较

### 6 结束语

本文设计了 MIMO-OFDM 系统中一种改进的 Bayesian EM 信道估计器, 利用软球形译码产生的搜索列表和解码器反馈的信息获取软符号的一阶和二阶统计信息作为信道估计器的输入, 修正了传统 EM 信道估计器对于软符号统计信息的近似处理。仿真结果表明, 新的信道估计器具有较传统算法更好的性能。

### 参考文献

[1] Xie Y and Georgiades C N. Two EM-type channel estimation algorithms for OFDM with transmitter diversity. *IEEE Trans. on Commun.*, 2003, 51(1): 106–115.

[2] Aldana C H, de Carvalho E, and Cioffi J M. Channel estimation for multicarrier multiple input single output systems using the EM algorithm. *IEEE Trans. on Signal Process.*, 2003, 51(12): 3280–3292.

- [3] Zheng J and Rao B D. LDPC-coded MIMO systems with unknown block fading channels: soft MIMO detector design, channel estimation, and code optimization. *IEEE Trans. on Signal Process.*, 2006, 54(4): 1504–1518.
- [4] Kocian A and Fleury B. EM-based joint data detection and channel estimation of DS-CDMA signals. *IEEE Trans. on Commun.*, 2003, 51(10): 1709–1720.
- [5] Kobayashi M, Boutros J, and Carie G. Successive inference cancellation with SISO decoding and EM channel estimation. *IEEE J. on Select. Areas Commun.*, 2001,19(8): 1450–1460.
- [6] Guenach M, Wymeersc H, and Moeneclaey M. On channel parameter estimation in a space–time bit-interleaved-coded modulation system for multipath DS-CDMA uplink with receive diversity. *IEEE Trans. on Veh. Technol.*, 2005, 54(5): 1747–1758.
- [7] Hochwald B M and Brink S T. Achieving near-capacity on a multiple antenna channel. *IEEE Trans. on Commun.*, 2003, 51(3): 389–399.
- [8] Li Y, Seshadri N, and Ariyavisitakul S. Channel estimation for OFDM systems with transmitter diversity in mobile wireless channels. *IEEE J. on Select. Areas Commun.*, 1999, 17(3): 461–471.
- [9] Jia Y, Andrieu C, Piechocki R J, and Sandell M. SGA based symbol detection and EM channel estimation for MIMO systems, Proceedings of the spring 2006 IEEE Semiannual Vehicular Technology Conference, Melbourne, Australia, 2006: 1743–1747.
- [10] Feder M and Weinstein E. Parameter estimation of superimposed signals using the EM algorithm. *IEEE Trans. on Acous. Speech Signal Processing*, 1988, 36(4): 477–489.
- [11] Hoehner Peter. A statistical discrete time model for the WSSUS multipath channel. *IEEE Trans. on Veh. Technol.*, 1992, 41(4): 461–468.
- 张晓瀛: 女, 1980年生, 博士生, 研究方向为宽带无线通信中的均衡与信道估计.
- 魏急波: 男, 1967年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为宽带无线通信中的数字信号处理.