

文章编号: 1001- 2486(2008) 01- 0042- 05

MIMO-OFDM 系统 Turbo 接收机中的信道估计器*

胡艳芬¹, 张晓瀛², 魏急波²

(1. 北京邮电大学 电信学院, 北京 100876; 2. 国防科技大学 电子科学与工程学院, 湖南 长沙 410073)

摘要: 设计了一种新的 MIMO-OFDM 系统 Turbo 接收机中的信道估计器。考虑了信道估计误差对编码比特外信息计算的影响, 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, 获得了更为准确的软符号统计信息用于信道估计, 提出了考虑软符号互相关性的 Bayesian EM (BEM) 信道估计算法。仿真结果表明, 新算法较传统 EM 算法具有更低的误码率和更小的估计均方误差值。

关键词: MIMO-OFDM 系统; BEM 算法; 软球形译码

中图分类号: TN919 **文献标识码:** A

Channel Estimator for Turbo Receiver in MIMO-OFDM Systems

HU Yan-fen¹, ZHANG Xiao-ying², WEI Ji-bo²

(1. College of Telecommunication, Beijing Univ. of Posts and Telecommunication, Beijing 100876, China;

2. College of Electronic Science and Engineering, National Univ. of Defense Technology, Changsha 410074, China)

Abstract: A new channel estimator is proposed for Turbo receiver in MIMO-OFDM systems. The channel estimation error was taken into account in the evaluation of the extrinsic information for the coded bits. With the help of the candidates list of the list sphere decoder (LSD) and a prior information from the decoder, the approximation of the soft information in the conventional EM channel estimator was amended, and the statistic information of the soft symbols was improved for channel estimation. A new Bayesian EM channel estimation algorithm, which considers the autocorrelation of the soft symbols, was obtained. The simulation results show that the newly proposed algorithm has better performance in terms of both BER and mean square estimation error in comparison with the conventional EM algorithm.

Key words: MIMO-OFDM systems; BEM (Bayesian expectation maximization) algorithm; LSD (list sphere decoder)

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。一方面, 与单天线系统相比, 多输入多输出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, 正交频分复用可以有效对抗多径信道带来的码间干扰^[1], 因而引起广泛关注。

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^[1-2]。在数据符号未知的条件下, 大多数文献采用不相关假设处理软符号的后验均值和互相关, 这种近似处理会带来一定的性能损失^[3-5]。针对这一缺陷, 本文采用新方法计算了软符号的边缘后验概率和联合后验概率, 获得更准确的软符号统计信息进行信道估计, 同时考虑了信道估计误差对比特外信息计算的影响。

1 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 , 一个数据帧含有 N_s 个相邻的 OFDM 符号。信源比特序列 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 $\{x_q(n,$

* 收稿日期: 2007- 06- 21

作者简介: 胡艳芬(1970—), 女, 博士生。

$k), k = 0, 1, \dots, K-1$], 经过 OFDM 调制器从第 q 根天线发送。发射机图如图 1 所示。

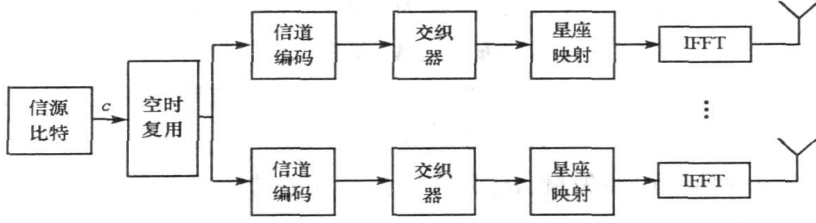


图 1 MIMO-OFDM 系统的发射机框图

Fig. 1 Transmitter structure of MIMO-OFDM Systems

假设信道在一个 OFDM 符号间隔内保持不变, 循环前缀长度大于信道最大时延 L 。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为 $\mathbf{h}_{rq}(n) = [h_{rq}(n, 0), \dots, h_{rq}(n, L-1)]^T$, 在接收端经 FFT 解调以后, 各子载波上的接收信号写成

$$Y_r(n) = \sum_{q=1}^{N_t} X_q(n) \mathbf{F} \mathbf{h}_{rq}(n) + W_r(n) \quad (1)$$

其中, $Y_r(n) = [y_r(n, 0), \dots, y_r(n, K-1)]^T$ 为第 r 根接收天线上的接收信号, 第 q 根发送天线的发送信号为 $X_q(n) = \text{diag}[x_q(n, 0), \dots, x_q(n, K-1)]$ 。 \mathbf{F} 表示 K 维 DFT 矩阵前 L 列构成的矩阵。 $W_r(n)$ 是第 r 根接收天线上的零均值复高斯白噪声, 噪声方差为 σ^2 。定义

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

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} H_{1,1}(n, k) & \dots & H_{1,N_t}(n, k) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{N_r,1}(n, k) & \dots & H_{N_r,N_t}(n, k) \end{bmatrix} \quad (2)$$

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:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H} \mathbf{X} + \mathbf{W} \quad (3)$$

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

2 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。

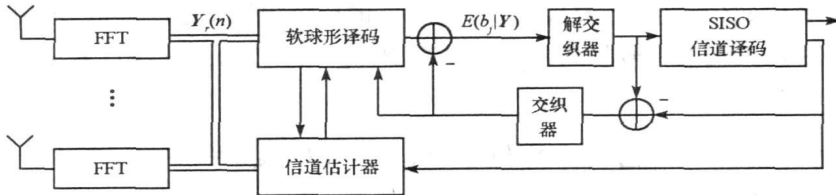


图 2 MIMO-OFDM 系统的 Turbo 接收机框图

Fig. 2 Turbo receiver structure of MIMO-OFDM Systems

空时检测基于软球形译码算法(LSD)在频域进行。假设码字比特矢量 $\mathbf{B} = [b_1(n, k), \dots, b_{N_{m_c}}(n, k)]^T$ 对应第 k 个子载波上的发送矢量 $\mathbf{X} = [x_1(n, k), \dots, x_{N_t}(n, k)]^T$, 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。 \mathbf{X} 的 $2^{N_{m_c}}$ 种可能取值构成集合 Ω , $\Omega_{j,+1}$ 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^[6] 搜索 $P(\mathbf{Y}|\mathbf{H}, \mathbf{X})$ 较大的符号矢量组成一个列表 ρ , 且有 $\rho \cap \Omega_{j,+1} = \rho_{j,+1}$, $\rho \cap \Omega_{j,-1} = \rho_{j,-1}$, 编码比特 b_j 的外信息可由下式计算:

$$L^e(b_j | \mathbf{Y}) = \max_{x \in \rho_{j,+1}} \left\{ -\frac{\|\mathbf{Y} - \mathbf{H}\mathbf{X}\|^2}{\sigma^2} + \frac{\mathbf{B}_{k|j}^T \cdot L^a(\mathbf{B}_{k|j})}{2} \right\} - \max_{x \in \rho_{j,-1}} \left\{ -\frac{\|\mathbf{Y} - \mathbf{H}\mathbf{X}\|^2}{\sigma^2} + \frac{\mathbf{B}_{k|j}^T \cdot L^a(\mathbf{B}_{k|j})}{2} \right\} \quad (4)$$

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 $\mathbf{B}_{k|j}$ 中所有比特的先验对数似然比构成

的矢量。(4)式假设检测器已知准确的信道信息 \mathbf{H} , 而实际上 \mathbf{H} 一般通过信道估计获得, 总会存在一定误差。假设当前时刻信道估计值为 $\{\hat{\mathbf{h}}_{rq}\}$, 估计误差为 $\{\Delta \mathbf{h}^q\}$, $1 \leq r \leq N_r, 1 \leq q \leq N_t$, 则

$$\hat{\mathbf{h}}_{rq} = \mathbf{h}_{rq} + \Delta \mathbf{h}_{rq}, \quad \Lambda_{rq} = E\{\Delta \mathbf{h}_{rq} \Delta \mathbf{h}_{rq}^H\} \quad (5)$$

其中, Λ_{rq} 为信道时域冲激响应估计误差协方差矩阵。当前时刻信道频域响应估计写成

$$\mathbf{H}_{rq} = \mathbf{F} \hat{\mathbf{h}}_{rq} = \mathbf{H}_{rq} + \boldsymbol{\mu}_{rq} \quad (6)$$

其中, $\boldsymbol{\mu}_{rq}$ 为信道频域响应的估计误差矢量, \mathbf{R}_{rq} 为频域估计误差协方差矩阵。采用近似处理 $\mathbf{R}_{rq}(k, k) \approx \text{Tr}(\Lambda_{rq})$, 则对应第 k 个子载波, 考虑信道估计误差的编码比特外信息表达式为:

$$L^e(b_j | \mathbf{Y}) \doteq \max_{x \in \mathcal{P}_{j,+1}^b} \left\{ -\frac{\|\mathbf{Y} - \mathbf{H}\mathbf{X}\|^2}{\sigma^2} - \varepsilon_\lambda(\mathbf{X}) + \frac{1}{2} \mathbf{B}_{k|j}^T \cdot L^a(\mathbf{B}_{k|j}) \right\} - \max_{x \in \mathcal{P}_{j,-1}^b} \left\{ -\frac{\|\mathbf{Y} - \mathbf{H}\mathbf{X}\|^2}{\sigma^2} - \varepsilon_\lambda(\mathbf{X}) + \frac{1}{2} \mathbf{B}_{k|j}^T \cdot L^a(\mathbf{B}_{k|j}) \right\} \quad (7)$$

$$\text{其中, } \varepsilon_\lambda(\mathbf{X}) \triangleq \frac{\mathbf{X} \boldsymbol{\Phi}_H \mathbf{X}^H}{\sigma^2}, \quad \boldsymbol{\Phi}_H = \begin{bmatrix} \sum_{r=1}^{N_r} \mathbf{R}_{r1}(k, k) & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \sum_{r=1}^{N_r} \mathbf{R}_{rN_t}(k, k) \end{bmatrix}.$$

在 Turbo 迭代接收中, LSD 以接收信号和信道解码器反馈的先验信息作为输入, 获得编码比特外信息送入信道解码器; 同理, 信道解码器获得编码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, 最后根据信道解码器输出的信息比特后验信息进行判决。

3 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^[7], 获得信道冲激响应估计 $\{\hat{\mathbf{h}}_{rq}(l)\}_{l \in [0, L-1]}$ 以及协方差矩阵 $\boldsymbol{\eta}_{rq} \triangleq E(\hat{\mathbf{h}}_{rq} \hat{\mathbf{h}}_{rq}^H) = \text{diag}(\sigma_{rq,0}^2, \dots, \sigma_{rq,L-1}^2)$, 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 Bayesian EM (BEM) 信道估计。

3.1 软符号统计信息的计算

设第 k 个子载波上的发送符号矢量为 $\mathbf{X} = [x_1(n, k), \dots, x_{N_t}(n, k)]^T$ 。若已知第 q 根发送天线上符号的边缘后验概率 $P(x_q(n, k) | \mathbf{Y}, \mathbf{H})$, 则可计算符号的后验均值 $\bar{x}_q(n, k)$ 和二阶矩 $\phi_q(n, k)$, 同理, 基于第 q_1 和 q_2 根发送天线上符号的联合后验概率 $P(x_{q_1}(n, k), x_{q_2}(n, k) | \mathbf{Y}, \mathbf{H})$, 可计算后验互相关:

$$\phi_{q_1, q_2}(n, k) = \sum_{x_{q_1}(n, k), x_{q_2}(n, k) \in A} x_{q_1}(n, k) x_{q_2}^*(n, k) P(x_{q_1}(n, k), x_{q_2}(n, k) | \mathbf{Y}, \mathbf{H}) \quad (8)$$

边缘后验概率和联合后验概率的计算需要遍历所有可能的符号组合^[8], 很多文献采用近似处理, 忽略了不同空间维发送符号后验概率的相关性, 这种近似求解产生的误差会影响信道估计的性能^[3-5]。为了提高软符号统计信息的计算精度, 我们借助软球形译码产生的搜索列表, 结合解码器反馈的先验信息, 获取更为准确的软符号统计特性。假设 LSD 搜索列表中存在 U 种不同的符号组合 $\rho = \{\mathbf{X}^u\} (1 \leq u \leq U)$, $\mathbf{X}^u = [x_1^u(n, k), \dots, x_{N_t}^u(n, k)]^T$ 表示其中第 u 种组合, $P^a(\cdot)$ 表示从信道解码器获得的先验概率, 则符号边缘后验概率为:

$$P(x_q(n, k) | \mathbf{Y}, \mathbf{H}) = \sum_{u=1}^U \alpha^u(x_q(n, k) | \mathbf{Y}, \mathbf{H}) / \sum_{x_q(n, k) \in A} \sum_{i=1}^U \alpha^i(x_q(n, k) | \mathbf{Y}, \mathbf{H}) \quad (9)$$

$$\alpha^u(x_q(n, k) | \mathbf{Y}, \mathbf{H}) = P(\mathbf{Y} | \mathbf{H}, \mathbf{X}^u) P^a(x_q(n, k)) \prod_{q \neq q'} P^a(x_{q'}^u(n, k)) \quad (10)$$

不同空间维符号的联合后验概率为

$$P(x_{q_1}(n, k), x_{q_2}(n, k) | Y, \mathbf{H}) = \frac{\sum_{u=1}^U \beta^u(x_{q_1}(n, k), x_{q_2}(n, k) | Y, \mathbf{H})}{\sum_{\substack{x_{q_1}(n, k) \in A, \\ x_{q_2}(n, k) \in A}} \sum_{u=1}^U \beta^u(x_{q_1}(n, k), x_{q_2}(n, k) | Y, \mathbf{H})} \quad (11)$$

$$\beta^u(x_{q_1}(n, k), x_{q_2}(n, k) | Y, \mathbf{H}) = P(Y | \mathbf{H}, \mathbf{X}^u) P^a(x_{q_1}(n, k)) P^a(x_{q_2}(n, k)) \prod_{q \neq q_1, q_2} P^a(x_q^u(n, k)) \quad (12)$$

在上述讨论中, (9)~(12)式基于搜索列表计算软符号统计信息, 避免了穷尽搜索, 降低了复杂度; 另一方面, 和传统计算方法相比, 该方法加入了检测器提供的信息, 提高了计算精度。

3.2 BEM 估计算法

令第 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 根接收天线上的接收信号为 $Y_r = \sum_{q=1}^{N_t} \mathbf{X}_q \mathbf{F} \mathbf{h}_{rq} + W_r$ 。对应不同发送天线将观测数据 Y_r 分解成为 N_t 个分量信号 \mathbf{g}_{rq} 之和, 噪声 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 ω_{rq} 之和, ω_{rq} 的协方差矩阵为 $\Sigma_{rq} = \beta_{rq} \sigma^2 \mathbf{I}_K$, 其中 $\sum_q \beta_{rq} = 1$ 。接收信号可以写成:

$$Y_r = \sum_{q=1}^{N_t} \mathbf{g}_{rq}, \quad \mathbf{g}_{rq} = \mathbf{X}_q \mathbf{F} \mathbf{h}_{rq} + \omega_{rq} \quad (13)$$

用上标 (s) 表示信道估计算法的第 s 次迭代, 传统 EM 算法^[9] 按照如下步骤求解:

$$\text{E step: } \hat{\mathbf{g}}_{rq}^{(s)} = \mathbf{X}_q \mathbf{F} \hat{\mathbf{h}}_{rq}^{(s)} + \beta_{rq} [Y_r - \sum_q \mathbf{X}_q \mathbf{F} \hat{\mathbf{h}}_{rq}^{(s)}] \quad q = 1, 2, \dots, N_t \quad (14)$$

$$\text{M step: } \hat{\mathbf{h}}_{rq, ML}^{(s+1)} = (\mathbf{F}^H \mathbf{X}_q^H \Sigma_{rq}^{-1} \mathbf{X}_q \mathbf{F} + \Sigma_{rq}^{-1})^{-1} \mathbf{F}^H \mathbf{X}_q^H \Sigma_{rq}^{-1} \hat{\mathbf{g}}_{rq}^{(s)} \quad q = 1, 2, \dots, N_t \quad (15)$$

本文设计的 BEM 信道估计器利用更为准确的软符号一阶、二阶统计特性改善估计性能。此时, 分量信号 \mathbf{g}_{rq} 被视为随机性信号 $\mathbf{X}_q \mathbf{F} \mathbf{h}_{rq}$ 和高斯白噪声分量的叠加信号, 服从多维高斯分布。E step 中的辅助函数可以写成:

$$Q(\mathbf{h}_{rq} | \{\hat{\mathbf{h}}_{rq}^{(s)}\}_{q=1}^{N_t}) = E_{\{\mathbf{g}_{rq}, \mathbf{X}_q\}_{q=1}^{N_t}} [\log P(\mathbf{g}_{rq} | \mathbf{h}_{rq}, \{\mathbf{X}_q\}_{q=1}^{N_t}) | Y_r, \{\hat{\mathbf{h}}_{rq}^{(s)}\}_{q=1}^{N_t}] \quad (16)$$

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

$$\hat{\mathbf{g}}_{rq}^{(s)} = \mathbf{X}_q \mathbf{F} \hat{\mathbf{h}}_{rq}^{(s)} + \text{Cov}(\mathbf{g}_{rq}, Y_r) R(Y_r)^{-1} [Y_r - \sum_q \mathbf{X}_q \mathbf{F} \hat{\mathbf{h}}_{rq}^{(s)}] \quad (17)$$

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

$$Q(\mathbf{h}_{rq} | \{\hat{\mathbf{h}}_{rq}^{(s)}\}_{q=1}^{N_t}) = E_{\{\mathbf{X}_q\}_{q=1}^{N_t}} \left\{ \frac{1}{\beta_{rq} \sigma^2} [2\text{Re}\{\hat{\mathbf{h}}_{rq}^{(s)H} \mathbf{F}^H (\mathbf{X}_q^H \hat{\mathbf{g}}_{rq}^{(s)})\} - \hat{\mathbf{h}}_{rq}^{(s)H} \mathbf{F}^H \mathbf{X}_q^H \mathbf{X}_q \mathbf{F} \hat{\mathbf{h}}_{rq}^{(s)}] | Y_r, \{\hat{\mathbf{h}}_{rq}^{(s)}\}_{q=1}^{N_t} \right\} \quad (18)$$

代入 $\hat{\mathbf{g}}_{rq}^{(s)}$, 则第一项中的 $\mathbf{X}_q^H \hat{\mathbf{g}}_{rq}^{(s)}$ 关于 $\{\mathbf{X}_q\}_{q=1}^{N_t}$ 求均值为

$$E[\mathbf{X}_q^H \hat{\mathbf{g}}_{rq}^{(s)} | Y_r, \{\hat{\mathbf{h}}_{rq}^{(s)}\}_{q=1}^{N_t}] = E(\mathbf{X}_q^H \mathbf{X}_q) \mathbf{F} \hat{\mathbf{h}}_{rq}^{(s)} + \beta_{rq} [E(\mathbf{X}_q^H) Y_r - \sum_{q \neq q} E(\mathbf{X}_q^H \mathbf{X}_q) \mathbf{F} \hat{\mathbf{h}}_{rq}^{(s)} - E(\mathbf{X}_q^H \mathbf{X}_q) \mathbf{F} \hat{\mathbf{h}}_{rq}^{(s)}] \quad (19)$$

(19) 式中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 3.1 节讨论的计算方法获得。M step 结合信道冲激响应的先验信息求最大后验概率 (MAP) 估计, 根据 $P(\mathbf{h}_{rq}) \propto \exp(\mathbf{h}_{rq}^H \Sigma_{rq}^{-1} \mathbf{h}_{rq})$, 得到 \mathbf{h}_{rq} 的估计以及估计误差方差:

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{h}}_{rq, MAP}^{(s+1)} = [\mathbf{F}^H \Sigma_{rq}^{-1} E(\mathbf{X}_q^H \mathbf{X}_q) \mathbf{F} + \Sigma_{rq}^{-1}]^{-1} \mathbf{F}^H \Sigma_{rq}^{-1} E[\mathbf{X}_q^H \hat{\mathbf{g}}_{rq}^{(s)} | Y_r, \{\hat{\mathbf{h}}_{rq}^{(s)}\}_{q=1}^{N_t}] \\ \lambda_{rq, MAP}^{(s+1)} \approx [\mathbf{F}^H \Sigma_{rq}^{-1} E(\mathbf{X}_q^H \mathbf{X}_q) \mathbf{F} + \Sigma_{rq}^{-1}] \end{cases} \quad (20)$$

BEM 信道估计以迭代的方式进行, 为了降低接收机复杂度, 将信道估计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。

4 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 系统有 64 个子载波, 带宽为 800kHz, 循环前缀长 16 个采样点。随机产生的信源比特在每条发送天线上进行独立的生成多项式为 $[111, 101]_8$ 的 1/2 卷积码编码, 交织后进行 QPSK 映射。每个数据帧包含一个导频符号和 20 个 OFDM 数据符号。信道模型采用经典的 COST207^[10]“HT”环境时延参数, 多普勒频移 f_d 分别取 20Hz 和 200Hz, 时变特性用 Jakes 模型表征。接收机共进行 3 次 Turbo 迭代。仿真试验对比了新的 BEM 信道估计器及传统采用近似处理的 MAP EM 信道估计器。

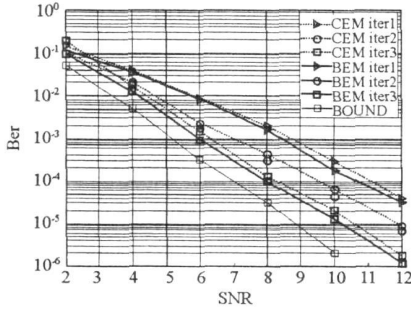


图3 $f_d = 20\text{Hz}$ 时 Turbo 接收机的 BER 性能

Fig. 3 BER performance of Turbo receiver with $f_d = 20\text{Hz}$

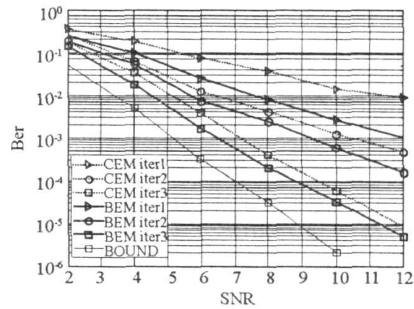


图4 $f_d = 200\text{Hz}$ 时 Turbo 接收机的 BER 性能

Fig. 4 BER performance of Turbo receiver with $f_d = 200\text{Hz}$

在两种时变条件下, 图3和图4给出了 Turbo 接收机在采用传统 EM 信道估计“CEM iter”和 BEM 信道估计时的误码率性能, 并给出了假设信道已知时的性能限。图3表明, 多普勒频移较小时, 新算法略优于传统算法, 随着迭代进行, 两种算法都可以迅速接近理想性能限。图4中多普勒频移增大到 200Hz, 此时采用 BEM 信道估计的迭代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分析, 这是由于 BEM 信道估计器对传统 EM 信道估计中的近似处理进行了修正, 采用了更为准确的软符号统计信息, 在时变剧烈的条件下, 更精确的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; 另一方面, 新算法在空时检测器中考虑了信道估计误差的影响, 也带来一定的性能增益。

5 结论

设计了 MIMO-OFDM 系统中的 Bayesian EM 信道估计器, 在空时检测器中考虑了信道估计误差的影响, 利用软球形译码产生的搜索列表和信道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, 改进了传统 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, 新的信道估计算法具有较传统算法更好的性能。

参考文献:

- [1] Xie Y, Georgiades C N. Two EM-type Channel Estimation Algorithms for OFDM with Transmitter Diversity[J]. IEEE Trans. Commun., 2003, 51(1): 106-115.
- [2] Aldana C H, De Carvalho E, Cioffi J M. Channel Estimation for Multicarrier Multiple Input Single Output Systems Using the EM Algorithm[J]. IEEE Trans. Signal Processing, 2003, 51(12): 3280-3292.
- [3] Kocian A, Fleury B. EM-based Joint Data Detection and Channel Estimation of DS-SSMA Signals[J]. IEEE Trans. Commun., 2003, 51(10): 1709-1720.
- [4] Kobayashi M, Boutros J, Carie G. Successive Inference Cancellation with SISO Decoding and EM Channel Estimation[J]. IEEE J. Select. Areas Commun., 2001, 19(8): 1450-1460.
- [5] Guenach M, Wymeersch H, Moeneclaey M. On Channel Parameter Estimation in a Space-time Bit-interleaved coded Modulation System for Multipath DS-SSMA Uplink with Receive Diversity[J]. IEEE Trans. Veh. Technol., 2005, 54(5): 1747-1758.
- [6] Hochwald B M, Brink S T. Achieving Near-capacity on a Multiple Antenna Channel[J]. IEEE Trans. on Commun., 2003, 51(3): 389-399.
- [7] Li Y, Seshadri N, Ariyavistakul S. Channel Estimation for OFDM Systems with Transmitter Diversity in Mobile Wireless Channels[J]. IEEE J. Select. Areas Commun., 1999, 17: 461-471.
- [8] Jia Y, Andrieu C, Piechocki R J, et al. SGA Based Symbol Detection and EM Channel Estimation for MIMO Systems[C]//IEEE 63rd Vehicular Technology Conference, 2006.
- [9] Feder M, Weinstein E. Parameter Estimation of Superimposed Signals Using the EM Algorithm[J]. IEEE Trans. Acous. Speech Signal Processing, 1988, 36: 477-489.
- [10] Hoehner P. A Statistical Discrete-time Model for the WSSUS Multipath Channel[J]. IEEE Trans. Veh. Technol., 1992, 41(4): 461-469.