

MIMO-OFDM 系统的半盲迭代接收机

王东明¹, 侯晓贇², 尤肖虎¹

(1. 东南大学移动通信国家重点实验室, 江苏南京 210096; 2. 南京邮电大学信号处理与传输研究院, 江苏南京 210003)

摘 要: 针对存在多载波窄带干扰的多输入多输出正交频分复用系统, 本文提出了基于马尔可夫链蒙特卡罗方法的迭代接收机. 该方法不仅可以精确地估计出信道脉冲响应, 还可以估计出噪声方差以及脉冲噪声发生的位置, 这样接收机能够对窄带干扰区别对待, 从而有效提高系统性能. 该方法的另一个优点是, 易于和软输入软输出译码结合, 从而完成 Turbo 接收. 仿真结果表明, 在慢衰落信道下, 与理想信道状态信息下的接收算法仅有 3dB 差别.

关键词: 多输入多输出; 正交频分复用; 窄带干扰; 迭代接收机

中图分类号: TN929.5 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2007) 6A-088-05

Semi-Blind Iterative Receiver for MIMO-OFDM System

WANG Dong-ming¹, HOU Xiao-yun², YOU Xiao-hu¹

(1. National Mobile Communication Research Laboratory, Southeast University, Nanjing, Jiangsu 210096, China;

2. Signal Processing and Transmission Research Institute, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing, Jiangsu 210003, China)

Abstract: A joint channel estimation and data detection scheme which is based on Markov chain Monte Carlo (MCMC) is proposed for multiple-input multiple output orthogonal frequency division multiplexing (MIMO-OFDM) systems with multi-tone narrow-band interference (MTNBI). The channel impulse response, the noise variance and the indicator of the impulse noise can be estimated accurately, and then the receiver knows whether the signal is interfered by the narrow band interference. One of the most attractive advantages of MCMC method is that it can cooperate with soft-input soft-output decoding, and thus it can be used in Turbo detection and complete the turbo detection. Simulation results show that compared with the receiver with ideal channel state information, the proposed receiver only has 3dB performance loss under the slow fading channel.

Key words: multiple-input multiple output; orthogonal frequency division multiplexing; narrow band interference; iterative receiver

1 引言

Turbo 迭代接收机是逼近 MIMO (Multiple-Input Multiple Output) 信道容量的有效途径. 传统的迭代接收机需要信道状态信息. 通过预先插入的导频信号, 可以估计出信道信息, 并且, 导频信号越多估计出的信道信息越精确. 但是, 导频信号会降低系统的吞吐量, 这在移动通信里更明显.

从贝叶斯估计角度来看, 联合估计可以获得最优的性能. 但是, 联合概率密度的解析式很难得到. 近几年来, 在统计学中的一些先进的方法, 特别是迭代的蒙特卡罗方法 (Markov Chain Monte Carlo, MCMC), 被引入到无线通信系统. 这些方法为高速可靠通信提供了全新的设计思想, 可以以较低的复杂度获得逼近理论最优的性能. 相比传统的检测方法, 这些算法对于非高斯和非线性的系统仍然具有良好的性能, 并且算法可以应用于无

编码系统, 也可以和“软”的纠错编码相结合, 以 Turbo 的方式进行工作, 从而在非理想信道参数下, 仍能获得很好的性能^[1].

目前, 国内外研究学者对蒙特卡罗方法在无线通信中的应用进行了广泛的研究^[2-4]. 文献[3]研究了平坦衰落 MIMO 信道中 MCMC 接收机的设计, 考虑白高斯噪声. MCMC 算法全局收敛, 可以进行全盲检测. 但是, 盲检测通常存在复常数模糊和排列不定性, MCMC 方法也不例外. 采用少量导频信号可以校正相位模糊和次序模糊, 如文献[5]. 但是, 如果导频过少则存在次序校正不准确的风险. 对于 MIMO 系统, 由于未知变量过多, 特别是频率选择性 MIMO 信道, 全盲的 MCMC 方法的收敛速度很慢, 并且需要的观测数据较多^[3]. 这都影响了 MCMC 方法在移动通信中的应用. 为了解决这一问题, 我们在数据帧的最开始采用少量导频, 用导频估计出的信道值作为 MCMC 方法的初始值, 从而完成半盲检测.

目前, MIMO-OFDM (Multiple-Input Multiple Output Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 是 WLAN (Wireless Local-Area Network) 的传输技术, 而以 WLAN 作为低速移动宽带无线通信系统, 极有可能与其他的窄带通信共用频段. 这样, 可能存在窄带信号对 WLAN 接收机的干扰. 文献[6]证明, 对于 MIMO-OFDM 系统, 窄带干扰可以建模为脉冲噪声. 文献[6]研究了存在 MTNBI (Multi-Tone Narrow-Band Interference) 时, MIMO-OFDM 系统的信道估计方法, 该方法需要已知脉冲噪声出现的概率和噪声方差. 然而, 在实际系统中, 这通常是未知的. MCMC 方法特别适合于非高斯噪声信道^[1,4]. 对于脉冲噪声, MCMC 方法不仅可以检测出数据, 还可以同时估计信道脉冲响应、脉冲噪声发生的概率, 脉冲噪声的位置, 脉冲噪声的方差等. 因此, 我们采用基于 MCMC 方法的 Turbo 迭代接收机来提高受到脉冲噪声干扰的 MIMO-OFDM 链路的通信质量. 仿真结果表明, 该算法在无编码和编码系统都对系统性能有很大的改善.

2 MIMO-OFDM 系统模型

基于空间复用的 OFDM 系统中, 对于每个频点来说, 仍然可以被视为平坦衰落的 MIMO 模型. 假设第 k 个频点的接收信号为 r_k , 则有如下关系:

$$r_k = H_k s_k + n_k$$

其中, H_k 为第 k 个频点上 $N_t \times N_r$ 的信道矩阵, s_k 是第 k 个频点 $N_t \times 1$ 上的发送信号, n_k 为噪声向量. 假设系统中存在窄带干扰, 文献[6]证明, 当窄带信号建模为余弦信号的叠加时, 信道中的噪声变为脉冲噪声. 假设脉冲噪声发生的概率为 ϵ , 则 n_k 的概率密度函数有如下形式:

$$n_k \sim (1 - \epsilon) \text{CN}(0, \sigma_0^2 I_{N_r}) + \epsilon \text{CN}(0, \sigma_1^2 I_{N_r})$$

其中 $\text{CN}(\cdot)$ 表示循环对称复高斯分布, σ_0^2 是普通环境噪声方差, σ_1^2 是脉冲噪声方差, $\sigma_0^2 < \sigma_1^2$, 总方差为: $\sigma^2 = (1 - \epsilon)\sigma_0^2 + \epsilon\sigma_1^2$. 本文假设一帧中有 N_0 个 OFDM 符号, 信道在一帧内不变, 但是, 不同的 OFDM 符号, 脉冲噪声的位置不同. 由于对于各个子载波信道的抽取和符号检测可以独立进行, 因此下面表述省略了子载波索引 k . 对某个载波, 一帧内发送信号、接收信号和噪声分别定义为

$$S \triangleq [s_1, s_2, \dots, s_{N_0}]; Y \triangleq [r_1, r_2, \dots, r_{N_0}]; N \triangleq [n_1, n_2, \dots, n_{N_0}]$$

接收信号可以表示为:

$$Y = HS + N \quad (1)$$

3 存在 MTNBI 的 MIMO-OFDM 系统的贝叶斯检测

3.1 先验分布

在贝叶斯分析中, 先验分布构成未知变量的先验

知识. 当先验知识有限时, 先验分布的选择应该尽量使它对后验分布的影响最小^[1]. 使用这类先验分布的原因是, 尽量用数据来反映这些未知变量. 另外, 先验分布的选取应该使推导简化, 并且易于仿真.

下面, 参考文献[1,7], 我们为未知变量选取如下的先验分布. 噪声方差服从反 Chi 平方分布

$$p(\sigma_i^2) = \frac{(v\lambda_i)^{v_i}}{\Gamma(v_i)} \left(\frac{1}{\sigma_i^2}\right)^{v_i+1} \exp\left(-\frac{v\lambda_i}{\sigma_i^2}\right) \sim \chi^{-2}(2v\lambda_i)$$

$$\text{或者} \quad \frac{2v\lambda_i}{\sigma_i^2} \sim \chi^2(2v_i)$$

其中, $i = 0, 1$, 且 $v_0\lambda_0 < v_1\lambda_1$. v_0 或 v_1 越小, 表明提供的先验知识越少. 脉冲噪声出现的指示器定义为: $q \triangleq \{q_1, q_2, \dots, q_1, \dots, q_{N_0}\}$, 其中,

$$q_i = \begin{cases} 0 & \text{if } n_i \sim \text{CN}(0, \sigma_0^2 I_{N_r}) \\ 1 & \text{if } n_i \sim \text{CN}(0, \sigma_1^2 I_{N_r}) \end{cases}$$

脉冲出现的概率 ϵ 服从 Beta 分布:

$$p(\epsilon) = \frac{\Gamma(a_0 + b_0)}{\Gamma(a_0)\Gamma(b_0)} \epsilon^{a_0-1} (1-\epsilon)^{b_0-1} \sim \text{Beta}(a_0, b_0)$$

其中, a_0 和 b_0 的选取可以任意. 给定 ϵ , 指示器 q_i 的条件分布为:

$$p(q_i = 0 | \epsilon) = 1 - \epsilon, p(q_i = 1 | \epsilon) = \epsilon, \Rightarrow p(q | \epsilon) = (1 - \epsilon)^{n_0} \epsilon^{n_1}$$

其中, n_0 表示 q 中 0 的个数, n_1 表示 q 中 1 的个数.

信道矩阵 H 中的每个元素服从零均值循环对称复高斯分布, 令 $h = \text{vec}(H^T)$, 其中, $\text{vec}(\cdot)$ 表示矩阵的拉直运算. 则 h 的先验分布服从 $p(h) \sim \text{CN}(h_0, \Sigma_0)$ 为循环对称复高斯向量, 根据文献[10]有

$$\begin{bmatrix} \mathcal{R}(h) \\ \mathcal{I}(h) \end{bmatrix} \sim N \left(\begin{bmatrix} \mathcal{R}(h_0) \\ \mathcal{I}(h_0) \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \mathcal{R}(\Sigma_0) & -\mathcal{I}(\Sigma_0) \\ \mathcal{I}(\Sigma_0) & \mathcal{R}(\Sigma_0) \end{bmatrix} \right)$$

$N(\cdot)$ 表示实高斯随机分布, 可以采用 Matlab 中的函数 `mvrnd` 进行抽取. 其他 Matlab 的随机数生成函数可以参考文献[8]的附录 B.22.

经过交织后, 发送比特假设独立, 当没有先验信息时, 各比特等概; 当存在译码反馈时, 先验概率由译码器反馈的外辅信息得到.

3.2 条件后验分布

根据 Gibbs 采样器, 可以得到如下后验概率分布, 它们用来抽取各个随机变量. 限于篇幅, 仅给出结果, 推导思路类似参考文献[1].

(i) 在给定 $\sigma_i^2, H, \epsilon, q, S$ 和 Y 时, 噪声方差 σ_i^2 的条件分布可以表示为

$$p(\sigma_i^2 | \sigma_{-i}^2, \epsilon, H, q, S, Y) \sim \chi^{-2} \left(2[n_i + v_i], \frac{v\lambda_i + c_i^2}{n_i + v_i} \right) \quad (2)$$

其中, $i = 0, 1$, \sim_i 表示对 i 求逻辑非, n_i 表示 q 中 i 的个

数,

$$c_i^2 = \sum_{l=1}^{N_i} \|r_l - Hs_l\|^2 q_l$$

为了使用 Matlab 函数 chi2rnd, 也可以表示为:

$$\frac{2[v_0\lambda_i + c_i^2]}{\sigma_i^2} \sim \chi^2(2[n_i + v_i])$$

(ii) 在给定 $\sigma_0^2, \sigma_1^2, H, \epsilon, q_{[l]}$ (表示除去第 l 个元素后得到的新向量), S 和 Y 时, 指示器 q_l 的条件分布可以表示为

$$\frac{P(q_l = 0 | H, \sigma_0^2, \sigma_1^2, \epsilon, q_{[l]}, S, Y)}{P(q_l = 1 | H, \sigma_0^2, \sigma_1^2, \epsilon, q_{[l]}, S, Y)}$$

$$= \frac{1 - \epsilon \sigma_0^2}{\epsilon \sigma_1^2} \exp\left[\|r_l - Hs_l\|^2 \left(\frac{1}{\sigma_1^2} - \frac{1}{\sigma_0^2} \right) \right] \quad (3)$$

(iii) 在给定 $\sigma_0^2, \sigma_1^2, H, q, S$ 和 Y 时, 脉冲发生的概率 ϵ 的条件分布可以表示为

$$P(\epsilon | H, \sigma_0^2, \sigma_1^2, \epsilon, q, S, Y) = \text{Beta}(a_0 + n_1, a_0 + n_0) \quad (4)$$

(iv) 式(1)可以重新写为:

$$y \triangleq \text{vec}(Y^T) = \text{vec}(S^T H^T) + \text{vec}(N^T) = (I_{N_s} \otimes S^T) h + \text{vec}(N^T)$$

在给定 $\sigma_0^2, \sigma_1^2, \epsilon, q, S$ 和 Y 时, 信道频域响应 h 的条件分布可以表示为

$$p(h | y, \sigma_0^2, \sigma_1^2, \epsilon, q, S) \sim CN(h_*, \Sigma_*) \quad (5)$$

其中,

$$h_* = \Sigma_*^{-1} [\Sigma_0^{-1} h_0 + (I_{N_s} \otimes S^T)^H (I_{N_s} \otimes \Omega)^{-1} y] \quad (6)$$

$$\Sigma_* = \Sigma_0^{-1} + (I_{N_s} \otimes S^T)^H (I_{N_s} \otimes \Omega)^{-1} (I_{N_s} \otimes S^T) = \Sigma_0^{-1} + (I_{N_s} \otimes S^* \Omega^{-1} S^T) \quad (7)$$

其中, $\text{Cov}[\text{vec}(N^T), \text{vec}(N^T)] = I_{N_s} \otimes \Omega, \Omega = \text{diag}(\sigma_{q_1}^2, \sigma_{q_2}^2, \dots, \sigma_{q_{N_s}}^2)$. 这里抽取到的是频域信道响应, 当得到所有子载波上的频域信号后, 可以采用文献[11]中介绍的信道估计方法, 变换到时域, 滤除噪声后, 再采用 FFT 内插得到所有子载波上的频域信号.

(v) 在给定 $\sigma_0^2, \sigma_1^2, \epsilon, q, H, s_{l, [n]}$ 和 Y 时, 发送符号 $s_{l, n} = \alpha_j (j = 1, 2, \dots, 2^M - 1)$ 与 $s_{l, n} = \alpha_0$ 的条件概率比值可以表示为

$$\frac{P(s_{l, n} = \alpha_j | H, \sigma_0^2, \sigma_1^2, \epsilon, q, s_{l, [n]}, Y)}{P(s_{l, n} = \alpha_0 | H, \sigma_0^2, \sigma_1^2, \epsilon, q, s_{l, [n]}, Y)} = \frac{P(s_{l, n} = \alpha_j)}{P(s_{l, n} = \alpha_0)} \exp\left[-\frac{1}{\sigma_{q_l}^2} [\|H e_n\|^2 (|\alpha_j|^2 - |\alpha_0|^2) - 2\Re\{e_n^H H^H (r_l - Hs_{l, [n]}) (\alpha_j^* - \alpha_0^*)\}] \right] \quad (8)$$

其中, $s_{l, [n]} = [s_{l, 1}, \dots, s_{l, n-1}, 0, s_{l, n+1}, \dots, s_{l, N_s}]^T, P(s_{l, n}$

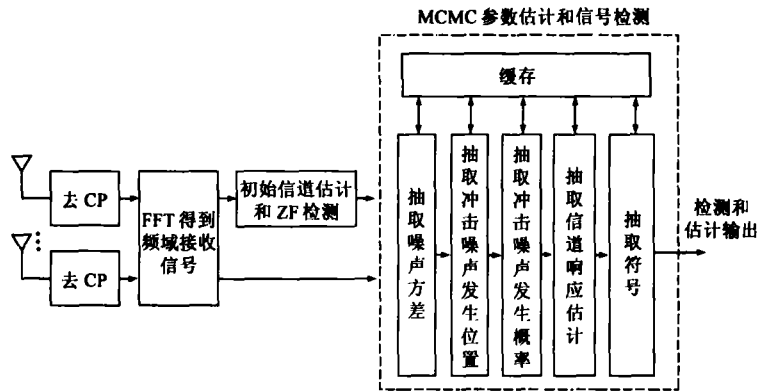


图 1 MCMC 检测框图

$= \alpha_j$) 为先验符号概率。在无编码系统中, 各符号等概, 先验符号概率可以设为 $1/2^M$, 在编码系统中可以由译码器输出的外辅信息来计算。

整个系统框图如图 1 所示, 其中信道参数的抽取框图如图 2.

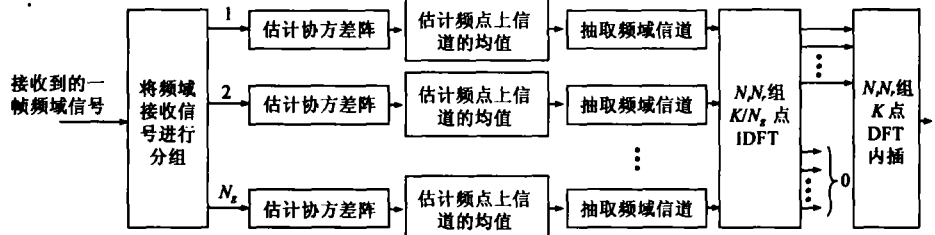


图 2 信道抽取框图

3.3 初值的选取

由于 MCMC 算法全局收敛, 可以进行全盲检测/估计, 设定任意初值后, 上述步骤不分先后. 但是, 与其他盲算法相同, 相位模糊和次序模糊是盲算法的诟病, 使用导频是很有必要的^[3]. 根据文献[11]知道, MIMO-OFDM 频域导频导频个数最少需要. 初始信道估计可以采用文献[11]的方法. 由于 MIMO-OFDM 系统的每个子载波上可以视为平坦衰落, 得到频域信道参数后, 在未知脉冲噪声的发生位置且未知噪声方差时, 可以采用迫零检测, 来获得初始检测符号. 其他一些未知参数可以在取值范围内取任意值.

3.4 复杂度分析

下面我们分析 MCMC 检测算法每次迭代的复杂度. 估计噪声方差和脉冲噪声出现的位置时, 式(2)和式(3)的复杂度为 N_s^2 . 当进行信道估计时, 式(7)中协方差矩阵 Σ_* 的求逆运算, 在选取适当的 Σ_0 后, 仅存在 $N_s \times N_s$ 的矩阵求逆, 其复杂度为 N_s^3 . 在进行符号检测时, 式(8)的复杂度为 N_s^2 . 因此, 每次迭代, 复杂度大约为 $O(2N_s^2 + N_s^3)$. 在信道估计中, 由于每个子载波都需要求逆运算, 这加重了运算负担. 通常, 当子载波个数远大于归一化多径时延, 相邻的一些子载波的信道响应可以

近似为不变. 这样, 可以将子载波分组, 这样不仅可以降低求逆次数, 还可以提高由于数据较少引起求逆运算的不稳定性. 但是, 其代价是估计精度的降低.

4 仿真结果

4.1 仿真参数

系统采用 4 根发送天线 4 根接收天线, 空时发送方案为空间复用. OFDM 的子载波数为 128, QPSK 调制. 信道环境采用 4 径的 WLAN 的室内信道环境^[9], 循环前缀长度为 8. 脉冲噪声的参数如下:

$$\epsilon = 0.1, \quad \sigma_1^2 / \sigma_0^2 = 100$$

假设信道在 32 个 OFDM 符号(视为一帧)内不变, 而帧与帧之间随机变化. 初始导频个数为 32 个, 采用 Milewski 序列^[11]. 为降低复杂度, 将相邻子载波信道视为不变, 抽取频域信道后经过 IFFT/FFT 得到所有子载波的频域信道. 初始检测为 ZF(Zero Forcing)检测. 在抽取其他未知变量时, 一些初始值设为:

$$v_0 = 1, \lambda_0 = 0.1, v_1 = 1, \lambda_1 = 1$$

$$a_0 = 1, b_0 = 2, h_0 = \mathbf{0}, \Sigma_0 = 1000I, q = 0$$

由于采用了初始导频, 仿真中, 我们发现, 对于信道参数的估计, Gibbs 取样器的收敛速度很快, $m_0 = 10$ 次迭代就达到收敛. 因此, 收敛后, 我们用 $M_0 = 10$ 次迭代来计算未知量参数的贝叶斯估计. 但时, 我们也发现, 数据检测步骤, 收敛得较慢, 我们设定检测的初始抽取次数为 50 次.

4.2 估计器性能和误码率性能

先看无编码系统的估计器和检测器的性能. 图 3 表示初始信道估计和 MCMC 信道估计的 MSE 比较. MCMC 方法可以大大提高信道估计器性能, 但是, 由于取检测出的数据做信道估计, 并非最优导频, 存在误差平台. 图 4 表示初始 ZF 检测、MCMC 检测和 ML(Maximum Likelihood)检测的性能比较. 在低信噪比下, 由于存在信道参数以及脉冲噪声发生指示器的估计不准, 与已知所有信道状态信息的 ML 检测存在 1~2dB 的性能差异. 在高信噪比下, MCMC 检测可以逼近 ML 检测.

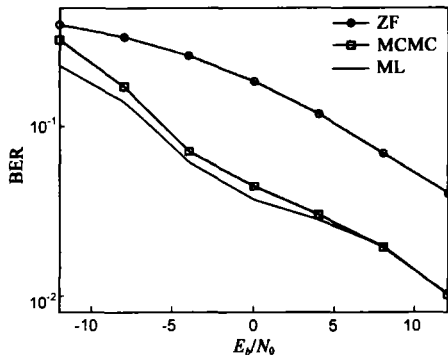


图 3 无编码系统 BER 性能对比

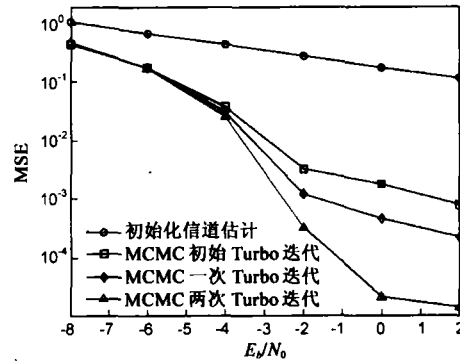


图 4 Turbo 迭代系统信道参数估计的 MSE

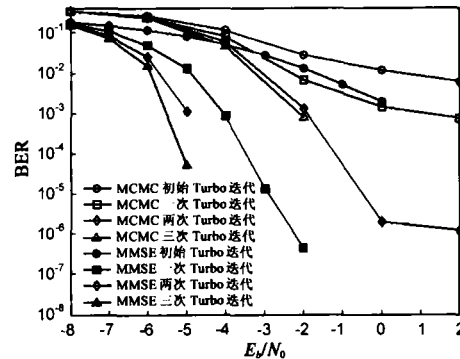


图 5 Turbo 迭代系统 BER 性能对比

下面我们看采用编码的 Turbo 接收机性能的对比. 仿真中, 纠错编码为 1/2-Turbo 码, 码长 8192, 生成多项式为 (7, 5). 图 5 表示 Turbo 接收机的误码率对比. 我们将基于 MCMC 的 Turbo 接收机和已知所有信道状态信息的基于 LMMSE 的 Turbo 接收机的性能进行对比. 可以发现, 经过 3 次 Turbo 迭代, 系统的性能得到很大的改善, 距离理想条件下文献 [12] 研究的 Turbo 接收机性能只有 3dB 的差距.

5 结论

本文将近年来受到广泛关注的 MCMC 方法应用于存在 MTNBI 的 MIMO-OFDM 系统, 进行参数估计和符号检测. 该算法可以估计出信道响应, 并估计出脉冲噪声的统计特性以及脉冲噪声所干扰的子载波的位置, 这样对于窄带干扰能够区别对待, 以较高精度估计出宽带无线信道并检测出受干扰的信号. 无编码系统中, 在非理想信道状态信息下, 这种方法可以较好地逼近理想信道下的 ML 检测. 更重要的是, 该算法很容易与软输入软输出译码结合完成 Turbo 检测, 从而大大提高系统抗 MTNBI 的能力.

参考文献:

[1] Wang X, Poor H V, Wireless Communication Systems: Advanced Techniques for Signal Reception [M]. USA: Prentice Hall, 2002.
 [2] 吴莉莉, 尚勇, 等. 一种新颖的异步多径 CDMA 信号的贝

- 叶斯多用户检测方法[J]. 电子学报, 2004, 32(6): 895 - 898.
- Wu Li-li, Shang Yong, et al. A novel bayesian multiuser detection method for asynchronous CDMA Signals in multipath channels[J]. Acta Electronica Sinica, 2004, 32(6): 895 - 898. (in Chinese)
- [3] Jiang W, Xiang H, Semi-blind channel estimation of multiple-input/multiple-output systems based on Markov chain Monte Carlo methods [J], Journal of Electronics, 2004, 21(3): 184 - 190.
- [4] Djuric P M, Kotecha J H, et al. Particle filtering: a review of the theory and how it can be used for solving problems in wireless communications [J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2003, 20(5): 19 - 38.
- [5] Wang J, A semi-blind detection algorithm for V-BLAST system [A]. IEEE Global Telecommunication Conference [C]. San Francisco, USA, 2003. 3366 - 3370.
- [6] Bai W, He C, et al. Robust channel estimation in MIMO-OFDM systems[J]. IEE Electronics Letters, 2003, 39(2): 242 - 244.
- [7] Wang X, Chen R. Blind turbo equalization in Gaussian and impulsive noise[J]. IEEE Trans Vehicular Technology, 2001, 50(4): 1092 - 1105.
- [8] 王沫然. Matlab 6.0 与科学计算[M]. 北京: 电子工业出版社, 2001.
- [9] Zhao X, Kivilen J, et al. Tapped delay line channel models at 5.3GHz in indoor environments[A]. IEEE Vehicular Technology Conference[C]. Boston, MA, USA. 2000. 1 - 5.
- [10] TELATAR I E, Capacity of multi-antenna Gaussian channels [J]. European Trans Telecommun, 1999, 10(6): 585 - 595.
- [11] 王东明, 高西奇, 等. 宽带 MIMO-OFDM 系统信道估计计算方法研究[J]. 电子学报, 2005, 33(7): 1254 - 1257.
- Wang Dong-ming, Gao Xi-qi, et al. Channel estimation algorithms for broadband MIMO-OFDM systems[J]. Acta Electronica Sinica, 2005, 33(7): 585 - 595. (in Chinese)
- [12] Wang Dong-ming, Gao Xi-qi, et al. Low complexity turbo receiver for multiuser STBC block transmission systems [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2006, 5(10): 2625 - 2632.

作者简介:



王东明 男, 1977 年 10 月出生于河南省偃师市, 现为东南大学移动通信国家重点实验室博士/讲师. 主要从事移动通信系统中的迭代检测和分布式天线系统的研究. 在国内外发表学术论文 20 多篇. E-mail: wangdm@seu.edu.cn



侯晓云 女, 1978 年 3 月出生于福建省福州市, 现为南京邮电大学信号处理与传输研究院博士/讲师. 从事移动通信系统中的检测与信道估计等方面的工作. E-mail: xiaoyun.hou@gmail.com