

OFDM 系统中基于 Turbo 迭代的 WLMS 联合信道估计和检测算法

白宾锋^{①②} 蔡跃明^① 徐 信^①

^①(解放军理工大学通信工程学院 南京 210007)

^②(总参第 63 研究所 南京 210007)

摘要: 利用 Turbo 迭代原理, 该文提出了一种迭代的维纳 LMS 联合信道估计和检测算法, 该算法利用软映射和软解映射算法提供的软值信息, 实现检测译码模块和信道估计模块之间的信息交换, 通过 WLMS 信道估计和跟踪算法实现信道响应的逐符号更新。仿真结果表明, 通过 2 次迭代, 系统误码率性能已经基本收敛, 而且在系统误码率低于 10^{-3} 时, 与理想信道估计性能相比, 联合估计和检测算法性能信噪比损失仅为 0.5–0.8dB。

关键词: 正交频分复用; Turbo 迭代; 维纳 LMS 算法

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2007)01-0152-05

A Joint WLMS Channel Estimation and Detection Algorithm Based on Turbo Iteration in OFDM Systems

Bai Bin-feng^{①②} Cai Yue-ming^① Xu Xin^①

^①(Institute of Communications Engineering, PLAUST, Nanjing 210007, China)

^②(The 63rd Research Institute of PLA General Staff Headquarters, Nanjing 210007, China)

Abstract: A joint WLMS channel estimation and detection algorithm based Turbo iteration is proposed in this paper. Using the soft information provided by the soft mapping and demapping algorithms, the proposed algorithm achieve its information exchange between detection module and channel estimation module. The channel response is updated symbol by symbol by using the WLMS channel estimation and tracking algorithm. The simulation results show that the BER performance had converged after two iterative, and there is only 0.4–0.5dB performance losing compared with ideal channel estimation at a system BER of 10^{-3} .

Key words: OFDM; Turbo iteration; Wiener LMS algorithm

1 引言

正交频分复用 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) 技术是一种宽带多载波技术, 它通过将一高速传输的数据流转换为一组低速并行传输的数据流, 使系统对多径衰落信道频率选择性的敏感程度大大降低, 提高了系统的频带利用率和抗多径衰落性能^[1]。基于 CP (Cyclic Prefix) 的 OFDM 技术的提出使得系统可以通过圆周卷积进行表示, 在频域内就表现为一种简单的点乘运算, 消除了前后 OFDM 符号间的干扰, 简化了接收端的处理^[1]。

1993 年 Berrou 等人提出了一种新的编码技术—Turbo 码^[2]。在随后的几年里, Turbo 编码原理作为一种新的信号处理方法在各种领域内得到广泛的研究, 如多用户检测^[3]、均衡^[4]等。文献[5–7]把 Turbo 原理和信道估计以及符号检测技术结合起来, 提出了一种联合迭代的信道估计和检测算法, 但该类算法都是基于离散导频符号的处理方法, 这种方法需要在发送数据中发送已知的数据信息, 浪费了一定的系统资源, 降低了系统效率。针对这一缺点, 本文利用 OFDM 系统

频域表示简单的特点, 结合 WLMS 信道估计和跟踪算法^[8], 提出了一种联合信道估计和符号检测算法, 与文献[5–7]给出的算法相比, 该算法具有以下几个特点:

(1) 使用 WLMS 信道估计和跟踪算法, 该算法可以在频域通过简单的线性运算实现, 运算量小。

(2) 算法只需要一个训练符号得到信道的初始响应, 在后续跟踪阶段不需要发送额外的导频信息, 提高了系统效率。

(3) 逐符号实现了信道跟踪(估计)和符号检测, 与传统分块处理相比, 降低了接收端的处理时延。

(4) 迭代两次就可以收敛, 具有收敛快的特点。

2 系统描述

2.1 系统模型

假设系统为突发传输系统, 每个突发传输数据单元包括一个用于训练的 OFDM 符号和若干个数据 OFDM 符号单元。图 1(a)给出了编码 OFDM 系统发射端框图, 要发送的信息比特经过卷积编码、信道交织、QPSK 调制后送到 OFDM 调制器进行 OFDM 调制, 得到时间上的发送信号, 送到信道进行传输。

2005-03-14 收到, 2005-09-07 改回

江苏省自然科学基金(BK2003015)和国家 863 计划(2003AA123310 07)资助课题

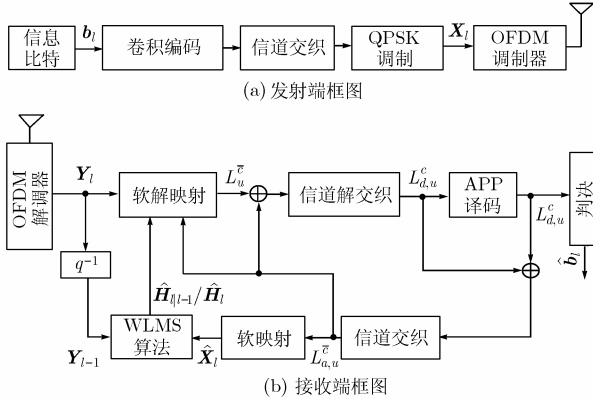


图1 收发端框图

图1(b)给出了基于 Turbo 软值迭代联合信道估计和检测接收机框图。天线接收到的信号首先经过 OFDM 解调制解调得到频域内的数据符号 Y_l , 这里 Y_l 表示接收的第 l 个符号矢量。

假定在一个 OFDM 符号传输期间内信道响应保持不变, 而符号间的信道响应是时变的, 则上述 OFDM 调制器和解调制器之间可以视为下面的一组乘性相干衰减并行高斯信道^[9], 如图 2 所示。其中, $\mathbf{H}_k = \mathbf{H}\left(\frac{k}{NT_s}\right)$, $k = 0, 1, \dots, N-1$,

$\mathbf{H}(\cdot)$ 为一个 OFDM 符号期间信道的频域响应, T_s 为系统的采样周期。设 l 表示第 l 个 OFDM 符号, k 表示第 k 个子载波, 则可以将系统表示为:

$$Y(k, l) = X(k, l)H(k, l) + v(k, l) \quad (1)$$

式(1)可以用矩阵描述:

$$\mathbf{Y}_l = \mathbf{X}_l \mathbf{H}_l + \mathbf{v}_l \quad (2)$$

其中 \mathbf{Y}_l , \mathbf{H}_l 和 \mathbf{v}_l 分别为 $N \times 1$ 的列向量, \mathbf{X}_l 是由发送数据符号构成的对角阵, 且 $\mathbf{X}_l = \text{diag}(X_{1,l}, X_{2,l}, \dots, X_{N,l})$ 。

在软解映射模块利用编码比特的先验信息 $L_{a,u}^c$ 以及信道估计和跟踪模块提供当前符号的信道响应的预测或估计值得到每一个编码比特的对数似然比 $L_{a,u}^s$, 经信道解交织后送到 APP 译码单元进行译码输出。

2.2 信道模型

移动无线信道可视为一个宽平稳非相关散射模型^[10], 其特性可表示为

$$H(l, k) = \lim_{M \rightarrow \infty} \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{i=1}^M \exp(\phi_i + 2\pi f_{D_i} T_{\text{symbol}} \cdot l - 2\pi \tau_i \Delta F \cdot k) \quad (3)$$

且有 $E[|H(l, k)|^2] = \sigma_H^2 = 1$ 。其中 M 表示非相干多径数, 每一径的随机初相为 ϕ_i , 多普勒频移为 f_{D_i} , 时延为 τ_i , $1 \leq i \leq M$ 。 k 为频域索引, l 为时域索引, T_{symbol} 为一个完整 OFDM 符号持续时间 (包括循环前缀的持续时间)。 ϕ_i , f_{D_i} , τ_i 根据下面的概率密度函数进行选择:

$$p_\phi(\phi) = \frac{1}{2\pi}, \quad 0 \leq \phi \leq 2\pi$$

$$p_{f_D}(f_D) = \frac{1}{f_{D_{\max}} \sqrt{1 - (f_D / f_{D_{\max}})^2}}, \quad |f_D| \leq f_{D_{\max}}$$

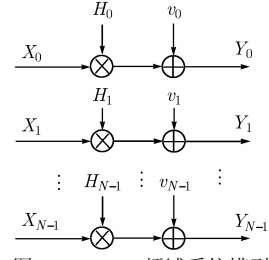


图2 OFDM 频域系统模型

$$p_\tau(\tau) = \frac{e^{-\tau/\tau_{\text{rms}}}}{\tau_{\text{rms}}(1 - e^{-T_{\text{cp}}/\tau_{\text{rms}}})}, \quad 0 \leq \tau \leq T_{\text{cp}} \quad (4)$$

其中 $f_{D_{\max}}$ 为最大多普勒频移, τ_{rms} 为均方根时延扩展, T_{cp} 为 CP 的持续时间。频域内每一子载波响应的时域自相关函数可以表示为^[8]

$$R_{l, \Delta l} = J_0(2\pi f_{D_{\max}} \Delta l T_{\text{symbol}}) \quad (5)$$

3 迭代信道估计和检测算法

图 1(b)给出了迭代联合接收机框图, 主要包括 WLMS 信道估计和跟踪算法、软映射、软解映射和 APP(A Posteriori Probabilities)译码单元, 下面我们分别对这几个单元分别进行讨论和说明。

3.1 WLMS 信道跟踪算法

定义信道的预测误差矢量

$$\hat{\mathbf{H}}_{l+k} = \mathbf{H}_{l+k} - \hat{\mathbf{H}}_{l+k|l} \quad (6)$$

其中 $\hat{\mathbf{H}}_{l+k|l}$ 表示在第 l 个符号时刻对第 $l+k$ 时刻的响应 \mathbf{H}_{l+k} 的估计, 当 $k > 0$ 表示预测, $k = 0$ 为滤波, $k < 0$ 时表示平滑。

信道预测的均方误差表示为

$$J = \text{tr} E[\hat{\mathbf{H}}_{l+k} \hat{\mathbf{H}}_{l+k}^*]$$

$$= \sum_{i=1}^N E|H_{i,l+k} - \hat{H}_{i,l+k|l}|^2 \quad (7)$$

使上式最小的跟踪算法可以表示为^[8]

$$\boldsymbol{\varepsilon}_l = \mathbf{Y}_l - \hat{\mathbf{X}}_l \hat{\mathbf{H}}_{l|l-1} \quad (8)$$

$$\hat{\mathbf{H}}_l = \hat{\mathbf{H}}_{l|l-1} + \mu \hat{\mathbf{X}}_l^* \boldsymbol{\varepsilon}_l \quad (9)$$

$$\hat{\mathbf{H}}_l = \mathbf{F} \hat{\mathbf{H}}_l \quad (10)$$

$$\hat{\mathbf{H}}_{l+k|l} = \mathbf{P}_k(q^{-1}) \hat{\mathbf{H}}_l \quad (11)$$

其中 μ 为更新步长, $\mathbf{P}_k(q^{-1})$ 为一个 k 步预测(平滑)滤波器, \mathbf{F} 为频域内的滤波矩阵, 且

$$\mathbf{F} = \mathbf{Q} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{L_{\text{cp}} \times L_{\text{cp}}} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \mathbf{Q}^H \quad (12)$$

\mathbf{Q} 为 $N \times N$ 的 DFT 矩阵,

$$Q_{i,j} = \frac{1}{\sqrt{N}} \exp(-j2\pi((i-1)(j-1)/N)), \quad i, j = 1, 2, \dots, N \quad (13)$$

根据算法需要, 这里我们取 $k = 1$ 的一步预测滤波器, 即

$$\hat{\mathbf{H}}_{l+1|l} = \mathbf{P}_1(q^{-1}) \hat{\mathbf{H}}_l \quad (14)$$

这里 $\hat{\mathbf{H}}_l$ 就是第 l 时刻信道响应的估计值, 而 $\hat{\mathbf{H}}_{l+1|l}$ 为第 l 时刻对下一时刻信道响应的预测值。选择 2 阶白噪声激励自回

归模型来描述信道, 即:

$$\mathbf{H}_l = \frac{C(q^{-1})}{D(q^{-1})} \mathbf{I} \mathbf{E}_l \quad (15)$$

其中 \mathbf{E}_l 表示频域内的白噪声矢量, 且

$$\left. \begin{aligned} C(q^{-1}) &= 1 \\ D(q^{-1}) &= 1 + d_1 q^{-1} + d_2 q^{-2} \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

这里 d_1, d_2 都是实数, 分别取 $d_1 = -2r_0 \cos(\Omega_0), d_2 = r_0^2$, 其中 $\Omega_0 = \frac{2\pi f_{D\max}}{\sqrt{2}}, r_0 = 0.998$ 。

则一步预测滤波器可以表示为:

$$\mathbf{p}_1(q^{-1}) = \frac{g_0 + g_1 q^{-1}}{1 + m q^{-1}} \mathbf{I} \quad (17)$$

其中 $m = \frac{d_1 d_2 (1 - \mu)}{1 + d_2 (1 - \mu)}$, 将该式代入式(14)可以得到:

$$\widehat{\mathbf{H}}_{l+1|l} = -m \widehat{\mathbf{H}}_{l|l-1} + g_0 \widehat{\mathbf{H}}_l + g_1 \widehat{\mathbf{H}}_{l-1} \quad (18)$$

其中 $g_0 = m - d_1, g_1 = -d_2$ 。具体算法推导设计参考文献[8]。

3.2 软解映射单元

由于采用 QPSK 调制, 一个调制符号对应两位已编码比特, 因此对于每一个 OFDM 符号, 软解映射单元要完成每一个编码比特对数似然比的输出。设一个 QPSK 符号 $X_{k,l}$ 对应的编码比特为 \bar{c}_{2k} 和 \bar{c}_{2k+1} , 则在收到调制符号 $Y_{k,l}$ 的条件下比特 \bar{c}_{2k} 的对数似然比可以表示为:

$$L(\bar{c}_{2k} | Y_{k,l}) = L_a(\bar{c}_{2k}) + \ln \frac{A_{1,0} + A_{1,1} \cdot e^{L_a(\bar{c}_{2k+1})}}{A_{0,0} + A_{0,1} \cdot e^{L_a(\bar{c}_{2k+1})}} \quad (19)$$

其中 $L_a(\bar{c}_{2k})$ 和 $L_a(\bar{c}_{2k+1})$ 分别表示比特 \bar{c}_{2k} 和 \bar{c}_{2k+1} 的先验概率似然比, 且

$$L_a(\bar{c}_{2k}) = \ln \frac{\Pr(\bar{c}_{2k} = 1)}{\Pr(\bar{c}_{2k} = 0)}, L_a(\bar{c}_{2k+1}) = \ln \frac{\Pr(\bar{c}_{2k+1} = 1)}{\Pr(\bar{c}_{2k+1} = 0)} \quad (20)$$

$A_{i,j}$ 表示发送编码比特 $\bar{c}_{2k} = i, \bar{c}_{2k+1} = j$ 时, 收到符号 $Y_{k,l}$ 的概率, 可以表示为:

$$\begin{aligned} A_{i,j} &= \Pr(Y_{k,l} | \bar{c}_{2k} = i, \bar{c}_{2k+1} = j) \\ &= \frac{1}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{1}{2\sigma^2} |Y_{k,l} - \widehat{H}_{k,l} \cdot f_{\text{map}}(\bar{c}_{2k} = i, \bar{c}_{2k+1} = j)|^2} \end{aligned} \quad (21)$$

这里 $\widehat{H}_{k,l}$ 表示第 l 个符号中第 k 个子载波信道响应的估计值, $f_{\text{map}}(\bar{c}_{2k} = i, \bar{c}_{2k+1} = j)$ 为 QPSK 调制的映射函数, 它按照一定的规律把两个编码比特 $(\bar{c}_{2k}, \bar{c}_{2k+1})$ 映射成 QPSK 星座中的一点, 表示为 $X_{k,l}$ 。

根据同样的分析, 软解映射单元输出比特 \bar{c}_{2k+1} 的对数似然比可以表示为^[11]

$$L(\bar{c}_{2k+1} | Y_{k,l}) = L_a(\bar{c}_{2k+1}) + \ln \frac{A_{0,1} + A_{1,1} \cdot e^{L_a(\bar{c}_{2k})}}{A_{0,0} + A_{1,0} \cdot e^{L_a(\bar{c}_{2k})}} \quad (22)$$

3.3 APP 译码

如图 1(b)所示, 软解映射单元输出的对数似然比序列表示为 L_u^c , 减去对应位的先验对数似然比, 并经过解交织后得到 APP 译码器的输入编码信息序列 L_u^c 。

这里我们采用文献[12]提出的软入软出 MAP 译码算法。定义 S 表示编码器所有的状态的集合, $s_k \in S$ 表示 k 时

刻 (这里 N 个子载波为一个编码单元, 因此 $k \in [1, N]$) 编码器的状态, 则 APP 译码器对应位的 LLR 输出可以写为:

$$L_{d,u}^c = \ln \frac{\sum_{e: s_k^E(e)} \alpha_{k-1}(s_k^s(e)) \gamma_k(e) \beta(s_k^E(e))}{\sum_{e: s_{k-1}^E(e)} \alpha_{k-1}(s_k^s(e)) \gamma_k(e) \beta(s_k^E(e))} \quad (23)$$

其中概率 $\alpha_k(s)$ 和 $\beta_{k-1}(s')$ 可分别通过前向和后向递推得到:

$$\alpha_k(s) = \sum_{e: s_k^s(e)} \alpha_{k-1}(s_k^s(e)) \gamma_k(e) \quad (24)$$

$$\beta_k(s) = \sum_{e: s_{k+1}^E(e)} \beta_{k+1}(s_{k+1}^E(e)) \gamma_{k+1}(e) \quad (25)$$

$\gamma_k(e)$ 为状态 $s_k^s \rightarrow s_{k+1}^E$ 之间的转移概率, 也即分支度量, 可以表示为

$$\gamma_k(e) = \prod_{j=1}^{n_0} p_k(c^j) \cdot \prod_{j=1}^{k_0} p_k(u^j) \quad (26)$$

这里我们采用的是 1/2 码率的系统卷积码, 即 $u^1 = c^1$, 因此上式可以重写为

$$\gamma_k(e) = \prod_{j=1}^2 p_k(c^j) \cdot p_k(c^1) \quad (27)$$

其中 $p_k(c^j)$ 由 APP 输入端编码信息序列的 LLR (L_u^c) 计算得到,

$$p_k(c^j = 1) = \frac{1}{2} \left(1 + \tanh \left(\frac{L_u^c}{2} \right) \right) \quad (28)$$

$$p_k(c^j = 0) = \frac{1}{2} \left(1 - \tanh \left(\frac{L_u^c}{2} \right) \right) \quad (29)$$

对于系统卷积码, 译码器输出 $L_{d,u}^c$ 中对应信息比特位的判决就是最后得到的发送数据信息。

3.4 软映射单元

为了完成迭代运算, 需要把 APP 译码器输出的对数似然比序列转换成 WLMS 信道估计和跟踪算法需要的 QPSK 符号信息 $\widehat{X}_{k,l}$, 这项功能由软映射单元来完成, 软映射符号输出 $\widehat{X}_{k,l}$ 可表示为^[11]

$$\widehat{X}_{k,l} = B_{0,0} + B_{0,1} + B_{1,0} + B_{1,1} \quad (30)$$

其中

$$B_{i,j} = \Pr(\bar{c}_{2k} = i) \cdot \Pr(\bar{c}_{2k+1} = j) \cdot f_{\text{map}}(\bar{c}_{2k} = i, \bar{c}_{2k+1} = j) \quad (31)$$

$\Pr(\bar{c}_{2k} = 1)$ 和 $\Pr(\bar{c}_{2k} = 0)$ 分别由对应位的 LLR 由式(28), 式(29)计算得到。

3.5 迭代联合估计和检测算法

假设每一个编码比特经交织后相互独立, 则初始计算时先验概率的 LLR 设为 0, 迭代联合估计和符号检测算法的工作过程如图 3 所示, 可解释如下:

步骤 1 在初始时刻 ($l=0$), 利用第一个符号发送的训练序列, 采用最小二乘算法信道估计算法得到信道的初始响应 $\widehat{\mathbf{H}}_0$ 。

步骤 2 对第 $l+1$ 个符号, 信道预测单元利用 WLMS 算法得到信道响应的预测值 $\widehat{\mathbf{H}}_{l+1|l}$ 。

步骤 3 软解映射单元利用 WLMS 算法提供的信道预测

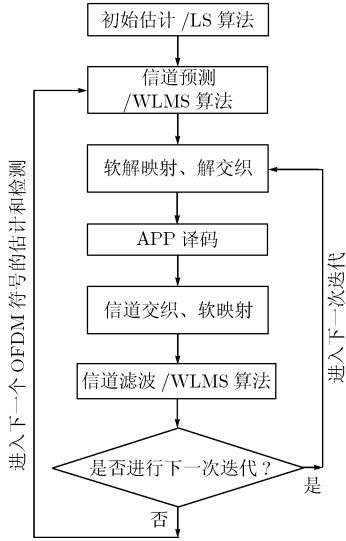


图 3 算法流程图

响应 $\hat{\mathbf{H}}_{l+1|l}$ 以及编码比特的 LLR, 记为 L_u^c , L_u^c 减去对应的先验概率的 LLR $L_{a,u}^c$ 后解交织后送到 APP 译码器。

步骤 4 利用 MAP 算法, APP 译码器输出每一校验比特后验概率的 LLR $L_{d,u}^c$ 和每一信息比特后验概率的 LLR L_v^b , 对 L_v^b 判决就得到发送的信息比特。

步骤 5 每一编码比特后验概率的 LLR $L_{d,u}^c$ 减去 L_u^c 后经交织后得到调制前每一比特的 LLR $L_{a,u}^c$, $L_{a,u}^c$ 一方面作为下次迭代的先验概率送到软解映射单元, 另一方面送到软映射单元构造 WLMS 算法所需要的反馈信号 $\hat{\mathbf{X}}_l$ 。

步骤 6 利用 WLMS 算法对当前信道响应的估计值代替上次计算时使用的预测值送到软解映射单元, 得到每一比特对应的 LLR L_u^c 。

步骤 7 如果需要迭代, 则重复步骤 3 进行一个迭代过程。

步骤 8 重复步骤 2, 完成下一个 OFDM 符号的迭代译码。

4 仿真结果和性能分析

4.1 仿真条件

我们对上述算法进行了计算机仿真, 仿真条件如下:

(1) 采用文献[13]建议的 COST207 HT 信道仿真模型, 系统子载波个数 $N = 1024$, 循环前缀长为 256, 归一化多普勒频率 $f_{D \max} T_{\text{symbol}}$ (T_{symbol} 表示包括循环前缀在内一个完整 OFDM 符号持续时间)取 0.001 和 0.02, 分别表示符号间变化较慢和较快的信道。

(2) 调制方式为 QPSK, 卷积码采用码率为 1/2 的系统卷积码。

(3) 系统帧长为 15 个 OFDM 符号, 且第一个符号作为训练序列。

4.2 性能分析

图 4 给出了在 $f_{D \max} T_{\text{symbol}} = 0.001$ 条件下系统误码率随系统信噪比性能曲线, 其中最上面的那条曲线是直接采用

Viterbi 译码算法得到的性能曲线, 可以看出其性能在低信噪比时要远差于我们这里给出的算法(没有迭代), 而在高信噪比时, 其性能接近我们给出的算法(没有迭代)。这里主要有两个原因: 第一是 Viterbi 译码算法是基于最大似然序列的, 而 APP 译码算法是基于最大后验概率的软输入软输出算法, 其译码性能要优于 Viterbi 算法; 第二是由于在低信噪比时, 由于 Viterbi 算法译码性能较差, 在重构反馈信号时的错误传播导致的。分析图 4 中的迭代算法性能曲线, 可以看出当算法进行两次迭代时, 系统误码率性能就已经收敛, 而且在系统误码率为 10^{-3} 时, 两次迭代相对于没有迭代的性能提高约 2dB。图 5 给出了在 $f_{D \max} T_{\text{symbol}} = 0.02$ 时系统误码率随系统信噪比的性能曲线, 可以看出迭代算法的性能要远好于直接采用 Viterbi 译码算法的性能, 而且迭代算法的性能相对于没有迭代时的性能有很大的提高, 当系统信噪比为 5dB 时, 算法性能在进行 3 次迭代时系统误码率达到 3×10^{-4} 。

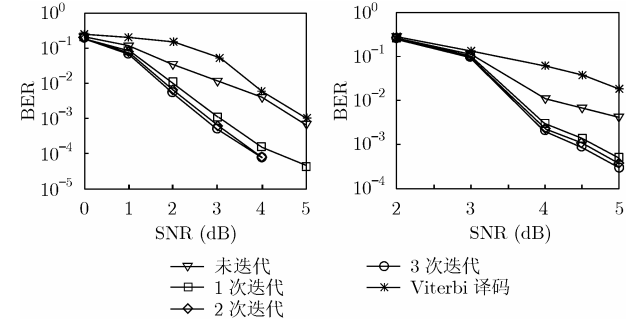


图 4 信道变化较慢条件下的性能 图 5 信道变化较快条件下的性能

图 6 给出了在 $f_{D \max} T_{\text{symbol}} = 0.001$ 和 $f_{D \max} T_{\text{symbol}} = 0.02$ 条件下, 迭代算法和理想信道估计条件下系统误码率性能的比较曲线, 可以看出当符号间信道变化较慢时 ($f_{D \max} T_{\text{symbol}} = 0.001$), 迭代算法的性能相对于理想信道估计的性能约有 0.5-0.8dB 的性能损失, 而当符号间信道变化较快时 ($f_{D \max} T_{\text{symbol}} = 0.02$), 迭代算法的性能和理想信道估计相比存在一个信噪比门限问题, 即: 当系统信噪比大于 4dB 时, 系统的误码率性能才接近理想信道估计的性能, 这主要是迭代算法中的 WLMS 信道跟踪算法在跟踪变化较快的信道时的信噪比门限所引起的。当系统信噪比大于门限值(这里为 4dB)时, 迭代算法性能相对于理想信道估计条件下性能有约 0.5dB 的损失。

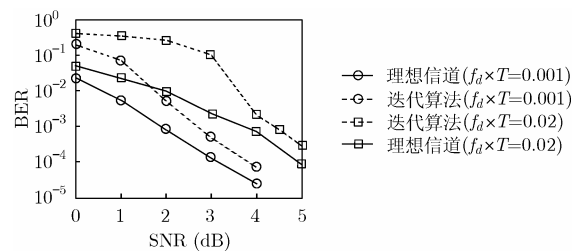


图 6 迭代算法与理想信道估计性能比较曲线

4.3 实现复杂度讨论

迭代算法性能的提高是以增加运算量为代价的, 以迭代 2 次(收敛)为例, 其运算量为没有迭代条件下运算量的 3 倍,

但这种运算量的增加是简单的线性加和增加,在现代信号处理技术和芯片工艺发展的今天,这种运算量的增加不会对算法的实现产生实质的影响。

5 结束语

针对利用训练序列的 OFDM 系统,文章给出了一种利用软值信息进行迭代的联合检测和信道估计算法,该算法利用 Turbo 迭代原理,利用软映射和软解映射技术实现软值信息在检测译码模块信道估计模块之间的信息交换,通过 WLMS 信道估计和跟踪算法实现信道响应的逐符号更新,仿真结果表明,即使在信道变化较快的条件下,该迭代算法还是实现了信道的可靠估计和信息的可靠检测。相对于文献 [3-5] 给出的迭代估计检测算法,文中给出的算法具有收敛快(2 次迭代就可以达到误码率收敛)、效率高(只需要在发送的数据帧头发送训练信息,在信道跟踪阶段不需要任何已知的数据信息)的特点,适合于现代突发传输的通信系统。

参 考 文 献

- [1] Bingham J A C. Multicarrier modulation for data transmission: An idea whose time has come. *IEEE Communication Magazine*, 1990,37(5): 5-14.
 - [2] Berrou C, Glavieux A, and Thitimajshima P. Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo-codes. in Proc. ICC'93, Geneva, Switzerland, 1993: 1064-1070.
 - [3] Wand X and Poor H V. Iterative (Turbo) soft interference cancellation and decoding for coded CDMA. *IEEE Trans. on Communication*, 1999, 47(7): 1046-1061.
 - [4] Douillard C, Picart A, Jézéquel M, Didier P, Berrou C, and Glavieux A. Iterative correction of intersymbol interference: Turbo-equalization. *Eur. Tran. Commun.*, 1995, 6(9): 507-511.
 - [5] Sanzi F, Jeltig S, and Speidel J. A comparative study of iterative channel estimators for mobile OFDM systems. *IEEE Trans. on Wireless Communication*, 2003, 2(9): 849-859.
 - [6] Sanzi F and Brink S ten. Iterative channel estimation and decoding with product codes in multicarrier systems. in Proc. IEEE Vehicular Technology Conf, Boston, MA, 2000: 156-166.
 - [7] 韩冰, 王建明, 高西奇, 尤肖虎. OFDM 系统的迭代联合信道估计与符号检测算法. *通信学报*, 2003, 24(8): 58-64. Han Bing, Wang Jian-ming, Gao Xi-qi, and You Xiao-hu. An iterative joint channel estimation and symbol detection algorithm for OFDM systems. *Journal on Communications*, 2003, 24(8): 58-54.
 - [8] 白宾锋, 蔡跃明, 徐友云. OFDM 系统中一种维纳 LMS 信道跟踪算法. *电子与信息学报*, 2004, 27(11): 1699-1703. Bai Bin-feng, Cai Yue-ming, and Xu You-yun. A wiener LMS channel tracking algorithm for OFDM systems. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2004, 27(11): 1699-1703.
 - [9] 徐信, 白宾锋, 蔡跃明. 无线 OFDM 系统中基于导频信道估计方法的性能比较. *解放军理工大学学报*, 2003, 4(6):10-15. Xu Xin, Bai Bin-feng, and Cai Yue-ming. Performance comparison of pilot-symbol-aided channel estimation methods for wireless OFDM systems. *Journal of PLA University of Science and Technology(Natural Science Edition)*, 2003, 4(6):10-15.
 - [10] Hoehner P. A statistical discrete-time model for the WSSUS multipath channel. *IEEE Trans. on Vehic. Tech.*, 1992, 41(4): 461-468.
 - [11] Brink S ten, Speidel J, and Yan R-H. Iterative demapping for QPSK modulation. *Electronics Letters*, 1998, 34(7): 1459-1460.
 - [12] Bahl L, Cocke J, Jelinek F, and Raviv J. Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate. *IEEE Trans. on Inform. Theory*, 1974,20(3): 284-287.
 - [13] Zheng Y R and Xiao C. Simulation models with correct statistical properties for Rayleigh fading channels. *IEEE Trans. on Commun.*, 2003, 51(6): 920-928.
- 白宾锋: 男, 1977 年生, 博士生, 工程师, 主要研究方向为移动通信.
- 蔡跃明: 男, 1962 年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为无线通信和移动通信.
- 徐 信: 男, 1970 年生, 博士生, 工程师, 主要研究方向为移动通信.