

OFDM 系统中迭代信道估计和解码研究¹

马章勇 刘雅然 赵春明 尤肖虎

(东南大学移动通信国家重点实验室 南京 210096)

摘 要 该文针对 QPSK 调制的 OFDM 系统, 根据 Turbo 码的迭代解码原理, 利用其软信息对信道估计的精度进行改进。同时为了防止由于解码器判决不准确造成误差的传播, 提出了一种加权迭代估计算法。仿真结果表明, 该方法与传统方法相比, 能较显著地提高系统的性能。

关键词 正交频分复用, Turbo 码, 软输入软输出 (SISO), 迭代信道估计与解码

中图分类号 TN911.22, TN929.5

1 引 言

下一代移动无线通信系统的目标是实现无所不至、高质量、高速率的移动多媒体传输。它要求在高载频 (比如 5GHz 以上) 和宽带 (几十到上百兆赫以上) 上支持 2Mbit/s 至几十兆比特/秒的高速数据传输。为了实现这一目标, 需要克服很多技术难点。其中主要为无线衰落信道中的多径传播和散射引起的信号衰落, 以及大的多径时延而引起的符号间的干扰^[1]。正交调制技术 (OFDM) 是一种很有前途、可克服信号时延扩展的传输手段。它利用许多并行的、传输低速率数据的子载波来实现一个高数据速率的通信, 已经成功地应用在移动无线调频信道 (FM) 中的宽带数据通信、高速率的数据用户线 (HDSL)、非对称数字用户线 (ADSL)、超高速的数据用户线 (VDSL)、数字视频广播 (DVB) 及高清晰度电视 (HDTV) 广播系统中^[2]。

对于相干解调的 OFDM 系统, 一般需要对无线信道进行估计。由于 OFDM 系统将宽带信号通过很多子载波进行传播, 信号所经历的衰落为平坦衰落, 所以在带有循环前缀的 OFDM 系统中, 接收机可不需要均衡器。在一般的通信系统中, 信道估计和解码是两个独立的处理单元, 先进行信道补偿即信道估计, 然后对补偿后的接收信号解码。Turbo 码及其迭代解码算法的出现, 使我们能更充分地将信道估计和解码联合考虑, 接收机在每次迭代过程中, 对信道估计也进行迭代, 提高信道估计的精度, 从而提高整个系统的性能^[3]。

本文安排如下: 第 2 节给出 OFDM 的系统模型以及平坦衰落的信道模型; 然后详细给出 OFDM 系统中迭代信道估计和解码算法; 第 3 节给出系统的仿真结果, 以验证算法的有效性; 最后给出相关的结论。

2 系统模型

OFDM 系统模型如图 1 所示。输入的串行比特流经过 Turbo 编码器, 编码以后的信号经信道交织器变为信号 $c_{i,k}$ 。该信号串并变换产生 N 路并行输出, 每个输出对应一个子频带。 N 个子频带通过 IDFT 调制输出的是离散时间信号, 其采样间隔是 $T = T_s/N$, 其中 T_s 是 OFDM 码元信号的长度。然后将并行数据转变成串行数据, 同时为了克服符号间的串扰和在衰落环境下保持各个子载波的正交性, 在每个 OFDM 信号前还要加上循环前缀。这时的离散信号 $u_i(n)$ 为

$$u(k) = u(kT) \quad (1)$$

$$u_i(n) = \sum_{k=0}^{N-1} c_{i,k} e^{j \frac{2\pi}{N} k(n-(i-1)N_s)} \text{Rect}(n - (i-1)N_s) \quad (2)$$

$$N_s = N + N_g \quad (3)$$

¹ 2002-07-01 收到, 2002-10-11 改回

863-317-03-01-02-04-20/MII-C3G-02-04-002 项目及东大通信技术有限公司资助

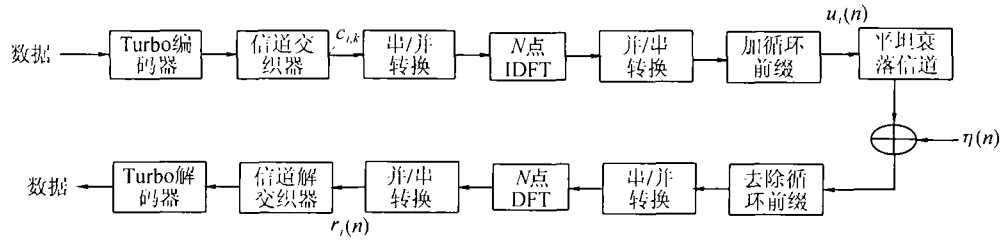


图 1 OFDM 系统模型

其中 N_g 是循环前缀 (保护间隔) 的长度。 $c_{i,k}$ 表示经过编码交织后的第 i 个 OFDM 符号中的第 k 个子载波发射信号, $\text{Rect}(n)$ 为发射机矩形脉冲成形滤波器, 即为

$$\text{Rect}(n) = \begin{cases} 1, & 0 \leq n < N_s \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (4)$$

假定以上信号通过一个多径衰落信道

$$h(n) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l \delta(n - \tau_l) \quad (5)$$

其中 $\{\alpha_l\}$ 是时变的不同路径的复数增益, $\{\tau_l\}$ 是不同路径的时间延时, $\tau_0 = 0$ 且 $\tau_l > \tau_0$, $l > 1$, L 是路径数。假定 $\{\alpha_l\}$ 是广义平稳 (Wide-Sense Stationary, WSS) 的窄带复高斯过程, 其功率谱为 Jakes 模型, 同时还假定各路径的增益之间是互不相关的, 它们的能量平均值之和也被归一化。

Turbo 码编码器是由两个系统卷积码编码器通过一个交织器并行连接而成的。其编码器的框图如图 2 所示^[4]。

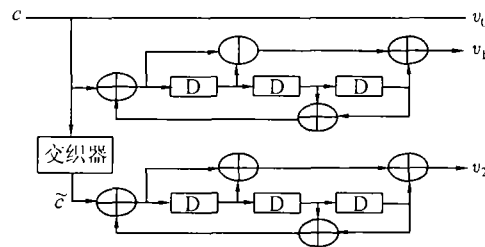


图 2 Turbo 码编码器

一个由两个分量码构成 Turbo 码的译码器是由两个与分量码对应的译码单元和交织器与解交织器组成的, 将一个译码单元的软输出信息作为下一个译码单元的输入; 为了获得更好的译码算法, 将此过程迭代数次。这里用的是软输入软输出 (SISO) MAP (Maximum A Posteriori) 译码器, 它能为每一译码器提供对数似然比 (Log-Likelihood Ratio, LLR) 输出。该译码算法需要知道信道参数: 即噪声方差和衰落信道的衰落幅度。

3 迭代信道估计和解码算法

如图 3 所示, 将 OFDM 接收到的第 i 个符号第 k 个子载波信号记为 $r_i(k)$, 初始用加权信道估计算法估计出初始信道值 $\{\hat{c}_i(k)\}$, 按照高信噪比条件 ($\text{SNR} \geq 2\text{dB}$) 估计噪声方差 σ^2 , 输

出序列为 $\{2\hat{c}_i^*(k)/\sigma^2\}$, 再将其与已去除导频符号的 $\{r_i(k)\}$ 相乘, 然后, 序列通过解交织器后输出到 Turbo 解码器, 得到输出符号估计 $\{\hat{x}_i(k)\}$ 。Turbo 解码器输出指数似然率 LLR: $\text{LLR}_i(k) = \{\lambda_i^{(q)}\}$, 通过它对信号进行硬判或软判, 估计的值再重新交织, 处理后的估计符号序列 $\{\hat{y}_i^{(q)}(k)\}$ 返回给迭代信道估计器, 在下次迭代解码前重新估计信道, 产生新的信道估计值 $\{(2\hat{c}_i^*(k)/\sigma^2)^{(q+1)}\}$, 用于解码器的第 $(q+1)$ 次循环中。

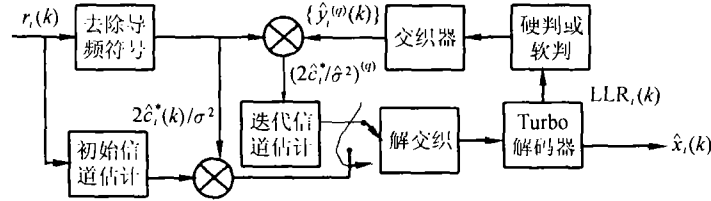


图3 OFDM 迭代接收机

相干解调的 OFDM 有良好的性能, 但是它需精确的信道估计值, 为了简化接收机的设计, 可以在传输信号中时分插入导频信号^[5], 如图 4 所示。从图中可以看出, 在时域和频域中分别插入导频符号, 其间隔 N_k 和 N_l 根据采样定理确定。时域中信道衰落的变化是由移动台的运动所引起的最大多普勒频偏 $F_{d\max}$ 决定的, 所以时域导频间隔 N_k 可以选择为

$$F_{d\max} \cdot T_s \cdot N_k \leq 1/2 \quad (6)$$

这里假设在每个 OFDM 符号中都有导频信号, 即 $N_k = 1$ 。

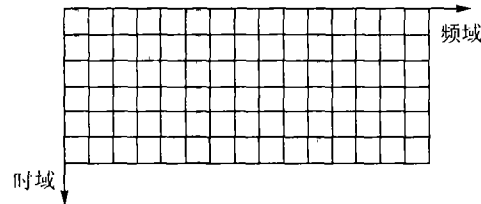


图4 OFDM 帧结构

信道频域的变化是由于多径信道的时延扩展, 假设信道冲激响应的最大时延扩展为 T_m , 频域导频间隔 N_l 可由下式得到:

$$T_m \cdot \Delta F \cdot N_l \leq 1/2 \quad (7)$$

这里 ΔF 为子载波间隔。

可以用简单线性插值方法对信道进行初始估计, 即

$$\hat{c}_{i,l}(k) = \beta_k \hat{c}_{i,p}(l) + (1 - \beta_k) \hat{c}_{i,p}(l+1) \quad (8)$$

这里 $\hat{c}_{i,p}(l)$ 和 $\hat{c}_{i,p}(l+1)$ 分别为第 l 个 OFDM 符号中的第 l 个与第 $(l+1)$ 个导频符号所在子载波的信道参数, β_k 是根据数据子载波信道离第 l 个导频子载波的远近选择, 比如我们假设第 l 个导频信道的 $\beta_l = 1$, 后面的数据信道 β_k 依次取为 $\{1 - 1/N_l, 1 - 2/N_l, \dots, 1 - (N_l - 1)/N_l\}$ ^[6]

一些研究证明 Turbo 码的性能对噪声方差误差不是很敏感, 特别是小于 3dB 的估计误差并不明显地降低 Turbo 码的性能^[1]。为了估计噪声方差, 首先假定信道增益 $\{c_i(k)\}$ 及传输符号 $\{x_i(k)\}$ 在接收端已知, 这样就可以估计出噪声为

$$z_i(k) \approx r_i(k) - c_i(k)x_i(k) \approx n_i(k) \quad (9)$$

$\{z_i(k)\}$ 为零均值, 方差为 σ^2 的一组独立高斯随机变量。 σ^2 的最佳估计可以通过简单取 $z_i(k)$ 的采样方差得到。

当 $\{c_i(k)\}$ 和 $\{x_i(k)\}$ 在接收端并不完全已知, 因为 OFDM 系统中信道是慢变的, (9) 式可近似等于

$$z_i(k) = r_{p,i}(k) - \hat{c}_{p,i}(k)x_{p,i}(k) \quad (10)$$

$\hat{c}_{p,i}(k)$ 为离子载波 k 最近的导频符号估计的信道增益。在接收端用 (10) 式决定初始噪声方差估计 $(\hat{\sigma}^2)^{(0)}$, 迭代 $q > 0$ 次以后, 通过 (11) 式重新估计噪声方差^[6]:

$$\hat{z}_i^{(q)}(k) = r_i(k) - \hat{c}_i^{(q)}(k)\hat{x}_i^{(q)}(k) \quad (11)$$

这样噪声方差估计器应用了伴随 Turbo 解码器尝试判决而得到的信道增益输出及导频符号的知识。假设该系统采用 QPSK 调制, 这样 Turbo 解码器输出的 $\text{LLR}_i(k)$ 可以通过硬判或软判得到相应的期望值, 得到 I 路硬判反馈为

$$\hat{d}_{i,I}^{(q)}(k) = \begin{cases} 1, & \lambda_{i,I}^{(q)} > 0 \\ -1, & \lambda_{i,I}^{(q)} \leq 0 \end{cases} \quad (12)$$

同理 Q 路硬判反馈为

$$\hat{d}_{i,Q}^{(q)}(k) = \begin{cases} 1, & \lambda_{i,Q}^{(q)} > 0 \\ -1, & \lambda_{i,Q}^{(q)} \leq 0 \end{cases} \quad (13)$$

所以硬判后的反馈符号为

$$\hat{x}_i^{(q)}(k) = \hat{d}_{i,I}^{(q)}(k) + j\hat{d}_{i,Q}^{(q)}(k) \quad (14)$$

$\lambda_{i,I}^{(q)}$ 和 $\lambda_{i,Q}^{(q)}$ 为对应于码符号迭代 q 次以后, Turbo 解码器的 LLR 输出。由文献 [5], I 路与 Q 路的软判决概率变量分别为

$$\alpha_{i,I}^{(q)}(k) = \tanh\left(\frac{\lambda_{i,I}^{(q)}}{2}\right), \quad \alpha_{i,Q}^{(q)}(k) = \tanh\left(\frac{\lambda_{i,Q}^{(q)}}{2}\right) \quad (15)$$

这样可以得到软判后的反馈符号为

$$\hat{x}_i^q(k) = \alpha_{i,I}^{(q)}d_{i,I}^{(q)} + (1 - \alpha_{i,I}^{(q)})(-d_{i,I}^{(q)}) + j\{(\alpha_{i,Q}^{(q)}d_{i,Q}^{(q)} + (1 - \alpha_{i,Q}^{(q)})(-d_{i,Q}^{(q)}))\} \quad (16)$$

将得到判决符号经过交织器以后, 与信息位对应的接收信号相乘; 如果软判决的正确概率很高, 也就是所判决的符号的可靠性很高; 当其与接收信号相乘后, 如果信噪比很高, 则与真实信道值很相近。但是如果软判决的正确概率较低, 用上述方法求出的信道值就完全反了, 会造成错误传播, 所以我们可以进行改进。取 I 路与 Q 路对应的软判决概率变量中最小值, 即

$$\alpha_i^{(q)} = \min\{\alpha_{i,I}^{(q)}, \alpha_{i,Q}^{(q)}\} \quad (17)$$

所以 $(q+1)$ 次迭代信道参数^[4] 为

$$c_i^{(q+1)}(k) = \alpha_i^{(q)}(\hat{x}_i^q(k))^*r_i(k) + (1 - \alpha_i^{(q)})c_i^{(q)}(k) \quad (18)$$

再估计出噪声方差以后, 就可以如前所述, 进入 Turbo 解码器。

本算法的硬判部分对信道估计不是完全依赖反馈的符号, 而是利用了前后导频符号的远近对齐进行加权处理, 所以即使完全判错, 也不会造成性能显著的下降, 从后面的仿真可以验证这一点。而软判处理利用上述的方法以外, 迭代信道参数是利用反馈的符号概率来进行计算的,

所以更不可能造成性能的下降。本算法采用一次反馈, 再对信道参数重新估计, 所以对硬判仅仅重新计算 (12)、(13)、(14)、(17) 及 (18) 式; 对软判仅再计算 (15)~(18) 式, 所以复杂度增加得很少。

4 仿真研究

为了验证以上的分析结果, 我们建立了 OFDM 数据链路的仿真平台, 仿真框图如图 1 所示。信号调制方式为 QPSK, 信息速率为 1.25Mbit/s, 载波频率为 2.1GHz, 信道模型为 M.1225 的衰落城市信道模型。Turbo 码采用 PCCC(Parallel Concatenated Convolution Code) 编码方案, 使用两个 8 状态 RSC(Recursive Systematic convolution Code) 编码器和一个 Turbo 码内交织器, 编码速率为 1/3。RSC 编码器的转移函数 $G(D) = \left[1, \frac{g_1(D)}{g_2(D)}\right]$ 其中 $g_1(D) = 1 + D^2 + D^3$, $g_2(D) = 1 + D + D^3$ 。OFDM 子载波数为 $N=256$, 循环前缀为 $N/4$, 每隔 7 个子载波数据信道插入一个导频信道。

图 5 为当信噪比发生变化时, 迭代信道估计和解码的误码率性能的比较。这里假设移动台或车载台的速度为 100km/h 以及 Turbo 解码器的迭代次数为 1。从图中可以明显地看出当信噪比较小时, 如图中的 1dB~2dB 时, 用迭代信道估计的性能还不如不用迭代信道估计的。这里有两个原因, 一为当信噪比较小时, 用 (9) 式估计噪声方差的误差比较大, 另一个为由于信噪比较小时, 解码器的性能较差, 而迭代信道估计利用了解码器较多的错误信息, 造成信道估计还没有第一次估计的精确, 所以信道估计较差。但是在信噪比较大时 (亦即移动台的工作功率大), 迭代信道估计的性能就明显优于传统的一次信道估计, 且软判决优于硬判决。这是因为 SISO 算法由于可以为后续处理器提供一个判决可靠性信息 (符号似然值或后验概率值), 故在级联系统和反馈系统中可以为整个系统带来相当可观的性能增益^[9]。而硬判只是按照 (12) 式和 (13) 式判决得到对应的符号数据符号, 会损失掉接收信号中包含的有用信息, 如果判错, 将不会带来性能的改善, 甚至比传统的方法更差。

当移动台的速度为 300km/h 及 Turbo 解码器的迭代次数为 2 时, 其性能比较如图 6, 可以看出即使在很恶劣的信道环境下, 硬判和软判都好于通常的 Turbo 解码器, 而软判的效果又好于硬判。解码器迭代次数的增加对系统性能的改善很小, 因为此时迭代系统性能已接近理想信道估计时的性能, 而且迭代次数增加, 实际系统时延和存储量相应增加, 所以迭代次数在 1 或 2 比较合适。在信道条件比较恶劣时, 为了保证一定的系统性能, 可以适当通过增大迭代次数来满足要求。

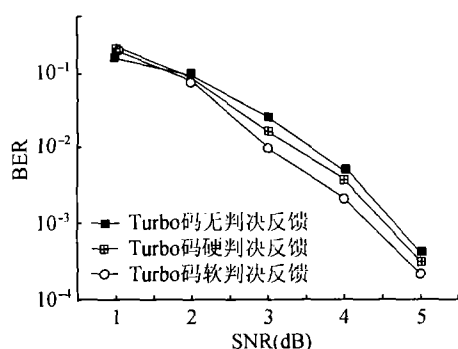


图 5 迭代解码与信道估计的性能比较
(Turbo 码迭代次数为 1)

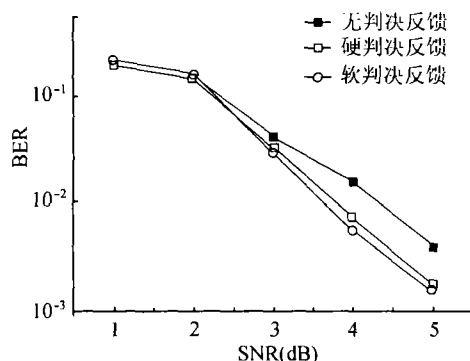


图 6 迭代解码与信道估计的性能比较
(Turbo 码迭代次数为 2)

5 结 论

本文将迭代解码和信道估计技术在 OFDM 系统中进行分析, 对其信道估计和解码过程进行了详细的分析, 仿真结果表明, 该方法在不增加很多复杂度的前提下, 对系统的性能有了较大的改善, 适合在工程中使用。

参 考 文 献

- [1] M. C. Valenti, B. D. Woerner, Iterative channel estimation and decoding of pilot symbol assisted Turbo codes over flat-fading channels, IEEE J. on SAC, 2001, 19(9), 1697-1705.
- [2] J. K. Moon, S. I. Choi, Performance of channel estimation methods for OFDM systems in a multiple fading channels, IEEE Trans. on Consumer Electronics, 2000, 46(1), 161-170.
- [3] F. Said, A. H. Aghvami, Two dimensional pilot assisted channel estimation for turbo coded OFDM systems, Turbo Codes in Digital Broadcasting, IEE Colloquium on, London, 1999, 19/1-19/6.
- [4] E. Jaffrot, M. Siala, Turbo channel estimation for OFDM systems on highly time and frequency selective channels, Proc. IEEE ICASSP'00. Istanbul, Turkey, 2000, Vol.5, 2977-2980.
- [5] Hsuan-Jung Su and E. Geraniotis, Low-complexity joint channel estimation and decoding for pilot symbol-assisted modulation and multiple differential detection systems with correlated Rayleigh fading, IEEE Trans. on Commun., 2002, 50(2), 249-261.
- [6] Ye Li, Pilot-symbol-aided channel estimation for OFDM in wireless systems, IEEE Trans. on Vehicular Technology, 2000, 49(7), 1207-1215.
- [7] H. Rohling, T. May, OFDM systems with differential modulation schemes and turbo decoding techniques, Proc. Broadband Communications, Zurich, 2000, 251-255.
- [8] H. Hisata, J. Horikoshi, Turbo codes with RLS-MLSE channel estimation in the co-channel interference environment, PIMRC, London, 2000, Vol. 2, 903-907.
- [9] Q. Li, C. N. Georgiades, X. Wang, An iterative decoding scheme for pilot-assisted modulation in fading channels, GLOBECOM'00. IEEE, San Francisco, 2000, Vol. 2, 807-811.

THE JOINT ITERATIVE CHANNEL ESTIMATION AND DECODER ALGORITHM FOR THE OFDM SYSTEM

Ma Zhangyong Liu Yaran Zhao Chunming You Xiaohu

(National Mobile Communications Lab, Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract For the QPSK-modulated OFDM system, the channel estimation accuracy can be improved using of the soft information which is based on the iterative decoder principle of Turbo. Meanwhile, in order to avoid serious error propagation due to the error decision of the decoder, the weighted iterative estimation algorithm is proposed. The simulation results show that the proposed algorithm improves the system performance dramatically compared with the conventional scheme.

Key words OFDM, Turbo codes, Soft In/Soft Out (SISO), Iterative channel estimation and decoding

马章勇: 男, 1973 年生, 博士生, 研究方向: 移动通信中的信道估计及同步处理。

刘雅然: 女, 1980 年生, 硕士生, 研究方向: 移动通信。

赵春明: 男, 1959 年生, 教授, 研究方向: 移动通信理论、信道编译码和自适应算法。

尤肖虎: 男, 1962 年生, 教授, 中国第三代移动通信系统研究开发项目总体组组长。