

OFDM 系统中基于软信息处理的 自适应双模半盲信道估计

张晓瀛, 魏急波

(国防科技大学电子科学与工程学院军事通信系, 湖南长沙 410073)

摘 要: 本文提出了一种新的基于软信息迭代处理的自适应双模半盲信道估计算法. 该算法构造了新的置信度量函数获取译码和软映射重构的反馈信号的置信度, 和置信阈值比对后在判决反馈和盲估计两种估计模式之间自适应选择. 这样估计的信道频响可以提高软信息迭代接收的性能. 仿真结果表明, 本文提出的算法能综合两种估计模式的优势, 限制传统判决反馈模式的错误传播, 在没有分散导频辅助估计的条件下有效跟踪时变信道, 达到好的系统性能.

关键词: 面向判决 (Decision directed); EM 算法; BCR 算法; LS 算法 (最小二乘算法)

中图分类号: TN919 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2006) 10-1881-03

An Adaptive Dual Mode Semi-Blind Channel Estimation Based on Soft Information Processing for OFDM Systems

ZHANG Xiao-ying, WEI Ji-bo

(Institute of Electronic and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha, Hunan 410073, China)

Abstract: In this paper, we propose a new adaptive dual mode semi-blind channel estimator based on iterative soft information processing. A new reliability measure function is constructed to calculate the reliability factor of the reconstructed signal from the decoder and soft mapping. An option is made adaptively between the decision directed mode and blind estimation mode by comparing the reliability factor with a specified threshold. The estimated channel frequency response can improve the performance of the iterative receiver. Simulation results show that the proposed algorithm combines the two algorithms' advantages and limits the conventional DD mode's error propagation. It can track the time-varying channel efficiently without scattered pilots and achieve good system performance.

Key words: DD (decision directed); BCR algorithm; EM algorithm; least square algorithm

1 引言

OFDM 的相干解调需要信道估计, 通常在时频网格图上发送导频, 接收端利用相关性进行内插或滤波估计信道响应^[1], 这种方法精度较高, 但会占用系统资源; 盲估计^[2]方法根据发送信号的统计信息处理, 不占系统开销, 但收敛较慢. 文献[3]利用译码输出重新编码获得反馈信号对信道进行自适应预测和跟踪, 无需导频但会受到错误传播影响, 文献[4]利用 Kalman 预测和滤波对信道进行跟踪, 需要较高的信噪比保证反馈信号的准确性. 文献[5]利用解码反馈做软输入维纳滤波, 提高了导频估计的性能. 文献[6,7]研究了当数据信息未知时 OFDM 系统中的 EM 信道估计. 本文提出的算法将判决反馈和盲信道估计算法结合, 只在帧头设置训练符号获得初始信道估计值, 在后续的逐符号接收处理中, 先用前一个符号的信道响应值代替当前值参与解调, 利用软入软出 (SISO) 的 BCR^[8]译码算法对码字比特位和信息位同时译码, 结合软映射获得反馈信号, 通过构造的置信度量函数计算反馈信号的置信度, 置信度较高的反馈信号在估计器中直接用作已知信号, 重新估计信道, 置信度较低的反馈信号丢弃不用, 转而采用基于 Kalman 滤波的 EM 算法估计所在子载波上的信道响应.

2 OFDM 系统中的软信息处理

设信息比特经过信道编码以后得到码字比特流 $\{c_m\}$, 交织后为 $\{d_i\}$, 每 Q 个比特映射到一个星座符号 $S(\{d_1, \dots, d_Q\})$, 假设采用恒模调制, 星座符号集合为 $S = \{S_1, \dots, S_M\}$, 映射后获得第 i 个 OFDM 符号第 k 个子载波上发送信号 $X(i, k)$ ($0 \leq k \leq N-1$) 通过 N 点 IFFT 完成调制, 时域 OFDM 符号长为 T , 第 i 个 OFDM 符号对应的信道频响为 $H_i = [H(i, 0), \dots, H(i, N-1)]^T$, 并在 T 时间内保持不变. 设循环前缀长度 L 大于信道最大时延, 认为码间干扰完全消除. 接收端通过 FFT 解调, 频率选择性信道的影响转化为各个子载波上的平衰落影响^[1]. 设第 k 个子载波上接收信号为 $Y(i, k)$, $N(i, k)$ 是零均值, 方差为 σ^2 的高斯白噪声, 则有

$$Y(i, k) = X(i, k) H(i, k) + N(i, k) \quad (1)$$

用 $d_{i,k}^l$ 表示 $X(i, k) = S(\{d_{i,k}^1, \dots, d_{i,k}^Q\})$ 中除第 l 个比特的其它比特, 由软解调获得后验概率:

$$P(d_{i,k}^l | Y(i, k)) = \exp \left\{ \frac{Y(i, k) - S(d_{i,k}^1, \dots, d_{i,k}^Q) H(i, k)}{\sigma^2} \right\}^2$$

$$\cdot P(S(d_{i,k}^1, \dots, d_{i,k}^Q)) \quad (2)$$

转化为对数似然比后经解交织输入译码器,利用 BCR 译码算法^[8]在恢复信息比特的同时获得码字比特 c_m 的后验对数似然比 $L(c_m)$,转化为后验概率

$$P(c_m = b | Y) = (1/2) \cdot [1 - (-1)^b \tanh(L(c_m)/2)]$$

其中 $b=0,1$ (3)

重新交织后经软映射可获得反馈软符号

$$\bar{X}_{\text{soft}}(i, k) = \sum_{s_i} S_i P(S_i) = \sum_{s_i} S_i \prod_{t=1, \dots, Q} P(d_{i,k}^t) \quad (4)$$

若对码字比特做硬判决,映射后可获得硬判决符号 $X_{\text{hard}}(i, k)$.

3 自适应双模信道估计

3.1 置信判断

根据 $\bar{X}_{\text{soft}}(i, k)$ 的置信度自适应选择估计方法,定义一个新的函数表征 $\bar{X}_{\text{soft}}(i, k)$ 的置信度:

$$R(i, k) = \min_t D_t(i, k) - D_t(i, k), \quad t = 1, 2, \dots, M \quad (5)$$

其中 $D_t(i, k) = \bar{X}_{\text{soft}}(i, k) - S_t, t=1, 2, \dots, M$, 表示重构信号和各星座点之间的欧氏距离, $D_t(i, k)$ 表示其中的最小欧氏距离. 实际上 $R(i, k)$ 就表示重构信号和除 t 点外其他星座点之间欧氏距离与 $D_t(i, k)$ 的最小差别. 式(5)用于传统星座解映射时,置信阈值为零, $R(i, k) > 0$ 即存在唯一的最小欧氏距离时就可做出判决. 为了有效限制反馈信号的错误传播,通过升高置信阈值将信号的有效判决区缩小. 对于 BPSK 信号,重构信号存在

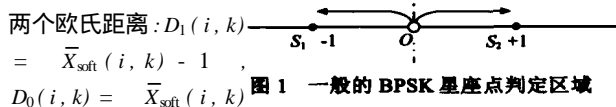


图 1 一般的 BPSK 星座点判定区域

两个欧氏距离: $D_1(i, k) = \bar{X}_{\text{soft}}(i, k) - 1, D_0(i, k) = \bar{X}_{\text{soft}}(i, k) + 1$, 显然 $R(i, k) > 0$.
 2. 传统星座解映射判决的有效判决区包含除去零点以外的整个坐标轴,如图 1 所示. 若将置信阈值升高为 1, 低置信度信号对应 $R(i, k) > 1$ 位于 $[-0.5, 0.5]$, 有效判决区压缩为 $(-0.5, -0.5) \cup (0.5, +0.5)$, 如图 2 所示.

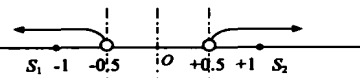


图 2 提高阈值以后的 BPSK 星座点判定区域

获得软反馈信号以后,计算其置信度量函数,若高于阈值,则说明置信度足够高,进入判决反馈模式;否则认为置信度不足以达成判决,转而采用盲估计方法.

3.2 信道估计算法

记置信度较高的反馈软符号所在子载波序号集合为 $I_1 = \{I_1, \dots, I_u\}$, 置信度较低子载波序号集合为 I_u . 将 I_1 中的反馈信号视为导频重新估计信道,设 N 阶 FFT 方阵中前 L 列构成矩阵 F , 从 F 中取出 $\{I_1, \dots, I_u\}$ 行构成矩阵 F , 对于 k , 由 $\bar{X}_{\text{hard}}(i, k)$ 构成 u 阶方阵 X_i^H 的对角元素,对应接收信号为 $u \times 1$ 的矢量 Y_i^H , 利用最小二乘准则估计信道时域冲激响应

$$\hat{h}_i = [F(X_i^H F)^H (X_i^H F)^H]^{-1} (X_i^H F)^H Y_i^H \quad (6)$$

对应子载波信道频响的估计为:

$$[H(i, I_1), \dots, H(i, I_u)]^T = F \hat{h}_i \quad (7)$$

对于 $k \in I_u$ 的子载波采用基于 Kalman 滤波的 EM 算法估计信道频响. 定义接收信号 $Y(i, k)$ 为不完备数据, $X(i, k)$ 为辅助数据,待估参数为 $H(i, k)$. EM 迭代初值 $H_0(i, k)$ 取前一个符号的估计结果 $H(i-1, k)$. 根据已有第 n 次迭代估计 $H_n(i, k)$ 计算恒模符号的均值和方差^[9]:

E step:

$$P_{X=S_j | Y, H_n} = \exp \left\{ - \frac{Y(i, k) - H_n(i, k) S_j}{2} \right\} \prod_{j=1}^M \exp \left\{ - \frac{Y(i, k) - H_n(i, k) S_j}{2} \right\} \quad (8)$$

$$\bar{X}(i, k) = \sum_{i=1}^M S_i P_{X=S_j | Y, H_n}, \quad \sigma_X^2(i, k) = 1 - |\bar{X}(i, k)|^2 \quad (9)$$

M step: 令 $\tilde{X}(i, k)$ 为零均值, 方差为 $\sigma_X^2(i, k)$ 的随机变量, 则有 $X(i, k) = \bar{X}(i, k) + \tilde{X}(i, k)$. 观测方程和状态转移方程可写成:

$$Y(i, k) = \bar{X}(i, k) H(i, k) + \tilde{X}(i, k) H(i, k) + N(i, k) \quad (10)$$

$$H(i, k) = J_0(2 f_d T) H(i-1, k) + v(i-1, k) \quad (11)$$

其中 $J_0(\cdot)$ 表示零阶第一类 Bessel 函数, 它表征了服从 Jakes 多普勒谱^[12]的信道时变相关特性. $W_{H(i, k)}(0)$ 表示 $H(i, k)$ 的自相关函数, $Q_v(i)$ 表示状态转移噪声 $v(i, k)$ 的方差, 软输入 Kalman 滤波^[10]可估计子载波频响 $H(i, k)$.

$$H^p(i, k) = J_0(2 f_d T) H(i-1, k) \quad (12)$$

$$e_k(i, i-1) = Y(i, k) - H^p(i, k) \bar{X}(i, k) \quad (13)$$

$$q_k(i) = W_{H(i, k)}(0) \tilde{X}(i, k) + N_0 \quad (14)$$

$$K(i, k) = \frac{P(i, i-1) \bar{X}(i, k)}{q_k(i) + \bar{X}(i, k) P(i, i-1) \bar{X}^*(i, k)} \quad (15)$$

$$H(i, k) = H^p(i, k) + K(i, k) e_k(i, i-1) \quad (16)$$

$$P(i+1, i) = J_0(2 f_d T) (1 - K(i, k) \bar{X}^*) P(i, i-1) + J_0^*(2 f_d T) + Q_v(i) \quad (17)$$

结合 $H(i, k)$ 和 $H(i, k)$, 接收机利用估计结果重新解调. 对于一帧数据来说,在帧头设置一个 OFDM 符号作为训练序列,采用 IEEE 802.11a^[11]长符号的形式,利用时域 LS 算法做信道初始估计. 自适应双模信道估计的迭代过程如图 3.

4 仿真分析

仿真试验中的 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,数据帧由一个前置训练符号和 100 个 OFDM 符号构成,编码方式为生成多项式为

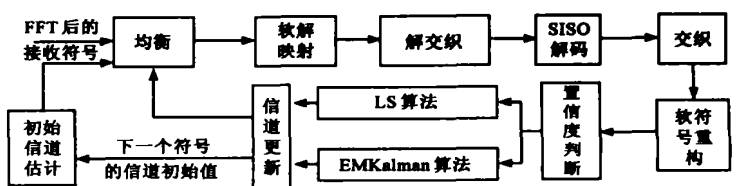


图 3 自适应双模信道估计处理流程图

/111, 101] 的 1/2 卷积码, 调制方式为 BPSK, 信道模型采用 COST207^[12] TU 环境下的参数, 时变特性服从 Jakes 谱, 归一化多普勒系数 f_{dr} 取 0.002 和 0.02, 分别代表时变较慢和较快的信道。在上述仿真环境下分别比较了几种算法, 结果如图 4、5 所示。

“Proposed Algorithm”表示利用本文 3.1 节所述的阈值进行置信判断后进行自适应双模信道估计的结果; “Perfect”表示信道完全已知时的接收性能; “DD Hard”表示只采用硬判决重构反馈信号估计信道的解调性能; “DA1”表示利用每帧数据的前置训练符号做估计, 后继符号采用该估计结果解调; “DA2”和“DA3”分别表示以 10 和 5 为间隔插入 OFDM 导频符号, 采用维纳滤波的方法进行信道估计^[1]; “EM”表示先利用前置训练符号做初始估计, 后续各个符号采用无导频辅助的 EM 盲信道估计。综合图 4 和图 5, 可以看到“DD Hard”方式下误码率很高, 这反映了在信噪比不高时传统判决反馈估计的错误传播会严重恶化性能, “EM”略好于“DA1”, 但是“DA1”只用初始前置训练符号估计信道, 无法跟踪信道时变; “EM”算法在没有导频辅助估计时跟踪效果也不好。在两种时变情况下, 本文所设计的算法都远好于单纯的判决反馈算法或 EM 算法。如图 4 所示: 当 $f_{dr} = 0.002$ 时, “DA2”和“DA3”都已满足 Nyquist 定理限制的导频密度限^[5], 新算法的性能接近于“DA2”, 略劣于“DA3”, 在图 5 中, 时变加快, $f_{dr} = 0.02$, “DA2”不再满足导频密度限, 本文算法性能优于“DA2”, 接近“DA3”, 而导频开销却只有“DA3”算法的 1/20。

5 结论

在 OFDM 系统中, 为了实现时变无线信道的估计和跟踪, 可利用译码重构信号进行面向判决的信道估计, 但是传统反馈处理方式中存在误差传播, 严重影响接收性能。为解决这一问题, 本文利用解码软信息重构反馈信号, 构造置信度量函数计算其置信度并和阈值比较, 对准确反馈的重构信号采用判决反馈最小二乘估计, 对于低置信度的反馈信号所在的子载波采用基于 Kalman 滤波的 EM 盲估计。两种模式结合的新算法大大减少了导频的系统开销, 有效地限制了错误传播, 实现了较好的估计跟踪性能。

参考文献:

- [1] Sinem Coleri, Mustafa Ergen, Anuj Puri, Ahmad Bahai. Channel estimation techniques based on pilot arrangement in OFDM systems [J]. IEEE Trans on Broadcasting, Sep. 2002, 48(3): 223 - 229.
- [2] Heath R W Jr, Giannakis G B. Exploiting input cyclostationarity for blind channel identification in OFDM systems [J]. IEEE Trans Sig Proc, 1999, 47(3): 848 - 856.
- [3] Dieter Schafhuber, Gerald Matz, Franz Hlawatsch. Adaptive prediction of time-varying channels for coded OFDM systems [A]. in Proc IEEE ICASSP-2002 [C]. Orlando (FL), 2002. 2549 - 2552.
- [4] Z Cheng, D Dahlhaus. Time versus frequency domain channel

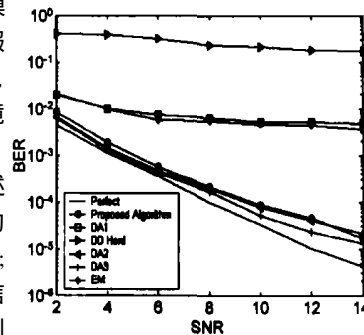


图 4 $f_{dr}=0.002$ 时系统的误码率

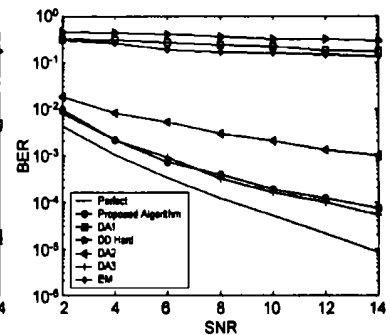


图 5 $f_{dr}=0.02$ 时系统的误码率

estimation for OFDM systems with antenna arrays [A]. Proceedings of the 6th International Conference on Signal Processing, ICSP '02 [C]. Beijing, 2002, 2(26 - 30): 1340 - 1343.

- [5] Maxime Flament, Bartosz Mielczarek, Arne Svensson. Joint channel estimation and turbo decoding for OFDM-Based systems [A]. the 5th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communication [C]. Chalmers university of technology, sweden.
- [6] XiaoQiang Ma, Hishashi Kobayashi, Stuart C Schwartz. EM-based channel estimation algorithm for OFDM [J]. Eurasip Journal on Applied Signal Processing, 2004, (10): 1460 - 1477.
- [7] T Y Al-Naffouri, A Bahai, A J Paulraj. An EM-based OFDM receiver for time-varying channels [A]. Global Telecommunications Conference [C]. Taipei, Taiwan, November 2002.
- [8] L Bahl, J Cocke, F Jelinek, J Raviv. Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate [J]. IEEE Trans on Information Theory, 1974, IT-20(3): 284 - 287.
- [9] Al-Naffouri T Y, Bahai A, Paulraj A. Semi-blind channel identification and equalization in OFDM: an expectation-maximization approach [A]. IEEE 56th Vehicular Technology Conference [C]. 2002, 1: 13 - 1.
- [10] Seongwook Song, Andrew C Singer, Koeng-Mo Sung. Soft input channel estimation for turbo equalization [J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2004, 52(10): 2885 - 2894.
- [11] Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications High-speed Physical Layer in the 5 GHz Band [S]. IEEE Std 802.11a-1999 (Supplement to IEEE Std 802.11-1999)
- [12] Peter Hoeher. A statistical discrete time model for the WSSUS multipath channel [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, Nov. 1992, 41(4): 461 - 468.

作者简介:

张晓瀛 女, 1980 年生于湖南益阳, 国防科技大学博士研究生, 主要研究方向为宽带无线通信中的均衡、信道估计技术以及多天线传输技术; E-mail: zhangxiaoying11@sohu.com

魏急波 男, 1967 年生于湖北汉川, 国防科技大学教授, 博士生导师, 国防科技大学电子科学与工程学院军事通信系主任, 主要研究方向为宽带无线通信中的数字信号处理。