

## 基于预测的 OFDM 系统迭代联合信道估计与符号检测算法

张 彭 毕光国 曹秀英

(东南大学移动通信国家重点实验室 南京 210096)

**摘 要:** 该文在现有的 OFDM 系统联合迭代信道估计与符号检测算法的基础上, 根据信道响应的时域相关性, 将预测方法引入迭代信道估计, 对其进行改进。提出一类基于对初始信道估计值进行预测的迭代信道估计算法。进而分别用两种预测方法进行仿真并与传统迭代算法进行比较。仿真结果表明: 该方法与传统算法相比, 加快了迭代收敛速度, 降低了系统误码率。在复杂度增加不大的前提下, 提高了系统性能。

**关键词:** 正交频分复用, 信道估计, 迭代, 预测

中图分类号: TN911.23

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2005)09-1437-04

## An Iterative Joint Channel Estimation and Symbol Detection Algorithm Based on Prediction for OFDM Systems

Zhang Peng Bi Guang-guo Cao Xiu-ying

(National Mobile Communication Research Laboratory, Southeast University, Nanjing 210096, China)

**Abstract** In this paper, an iterative joint channel-estimation and symbol-detection algorithm based on prediction is presented for orthogonal frequency-division multiplexing systems. Considering the correlation between impulse responses, the prediction method is introduced into the iterative channel estimation. The initial channel value of iterative estimation is predicted in each symbol. Several prediction methods are simulated and compared. The simulation results show that contrasted to the conventional scheme the proposed algorithm improves the convergence capability and system performance dramatically.

**Key words** OFDM, Channel estimation, Iteration, Prediction

### 1 引言

正交频分复用(OFDM)是频率选择性衰落信道条件下的一种应用日益广泛的高速数据传输方式。对于相干解调的 OFDM 系统, 需要对无线信道进行估计。估计方法总的来说可以分为导频辅助的估计算法<sup>[1]</sup>和盲估计算法。基于子空间和高阶统计量等盲估计算法由于运算量大、灵活性差在实时系统的应用中受到限制。导频辅助的估计算法通过在时域和频域插入导频, 先对导频位置进行估计, 再进行插值处理得到信道全响应。对导频位置信道的估计方法有最小平方(LS)、最小均方误差(MMSE)、最大似然估计(MLE)等方法<sup>[2]</sup>。插值方法中二维维纳滤波器是最小均方意义上的最佳滤波器, 它最大限度地抑制了子 ICI 和高斯白噪声, 但缺点在于算法复杂度过高和对存储空间要求太高。对它的改进算法有: (1) 分离滤波器法, 即将二维滤波器分解成级联的两个一维滤波器。但复杂度仍然相对较高; (2) 变换域法, 目前这种算法主要分为基于奇异值分解的估计算法<sup>[3]</sup>和基于离散傅里叶变换

(DFT)的估计算法<sup>[4]</sup>。后者通过适当增加频域导频数目其误码性能可以逼近维纳滤波算法, 而且因为易于实现所以备受关注。

最新的研究提出了一类迭代联合信道估计与符号检测的算法<sup>[5-7]</sup>, 它在传统导频辅助信道估计的基础上同时利用导频和检测获得的数据信息对信道进行迭代估计。其中文献 [6,7] 在 DFT 信道估计算法的基础上进行迭代, 取得了较满意的结果。但其迭代性能的提高以每次迭代开始时初始信道估计的有效性为前提。本文用预测的理论对迭代信道估计算法进行改进, 用预测值替代上一个 OFDM 符号的信道估计值作为当前符号迭代的初始值。通过提高迭代初始值的有效性, 增强了迭代收敛能力, 减少了迭代次数, 提高了系统性能。

本文安排如下: 第 2 节给出 OFDM 系统模型以及信道模型; 第 3 节详细给出本算法, 对算法中的几个重点步骤给以说明; 第 4 节给出系统仿真结果; 最后给出相关结论。

### 2 系统模型

发送端: 输入二进制比特流, 经过编码、交织、数字调

制、插入导频等步骤后产生  $N$  路并行输出  $\{X(k)\}$ ，每个输出对应一个子频带，经过  $N$  点快速傅里叶变换转换到时域信号  $\{x(n)\}$ 。插入保护间隔后信号经过基带成型滤波器后进入信道。

接收端：假设：(1)同步和频偏估计已经完成，定时误差和频率偏移影响可以忽略；(2) 在一个 OFDM 符号内信道是不变的；(3) 循环前缀长度不小于信道最大时延。

去除保护间隔的信号表示为  $y(n)$ ，从时域信号转换为频域信号  $Y(k)$ ：

$$Y(k) = X(k)H(k) + W(k), \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (1)$$

其中  $H(k)$  为对应信道冲击响应函数在第  $k$  个子载波上的频域响应， $W(k)$  为加性高斯白噪声的傅里叶变换。信道估计的任务就是通过对发送信号和接收信号的分析选用合适的算法得到  $H(k)$ 。

信道采用广义平稳不相关散射信道(WSSUS)信道模型<sup>[8]</sup>。

$$H(t, f) = \frac{1}{\sqrt{L}} \cdot \sum_{i=0}^{L-1} \exp\left[j(\varphi_i + 2\pi(f_{D,i} \cdot t - \tau_i \cdot f))\right] \quad (2)$$

其中  $L$  为信道径数；相位  $\varphi_i$  服从均匀分布； $f_{D,i}$  为多普勒频移，服从 Jakes 功率谱模型<sup>[9]</sup>； $\tau_i$  为第  $i$  径时延，分布服从概率密度函数  $p(\tau)$ 。时间自相关函数为  $R_{\tau,k} = J_0(2\pi f_{D,\max} \cdot k \cdot T_s)$ ， $T_s$  为一个 OFDM 符号的持续时间； $k$  为离散时间索引； $f_{D,\max}$  为最大多普勒频移。

### 3 基于预测迭代联合信道估计与符号检测算法

#### 3.1 基于 DFT 的信道估计方法

基于 DFT 的信道估计方法主要是利用了信号在时域补零等效于在频域进行内插的原理来恢复信道的频率响应。图 1 为基于 DFT 的信道估计原理图。

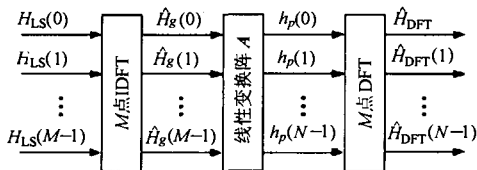


图 1 基于 DFT 的信道估计原理图

假设信道多径时延扩展是采样时间的整数倍。它首先用 LS 算法得到导频子信道的估计值  $\hat{H}_{LS}$ ，再经过  $M$  点 IDFT 得到时域信号  $\hat{H}_g$ ，在时域内补零后得到  $N$  点的时域序列  $\hat{h}_p$ ，再对  $\hat{h}_p$  做  $N$  点 DFT，即相当于在频域做了内插，从而得到所有子信道的估计  $\hat{H}_{DFT}$ 。为了更好地将信道冲击响应子空间与噪声子空间分离，减少噪声对信道估计影响，通常取  $M = N$ ，并且仅保留 IDFT 后的前  $L$  项，将其余置零，如式 (3) 所示。

$$\hat{H}_{DFT} = \text{DFT}\left(A \cdot \text{IDFT}\left(\hat{H}_{LS}\right)\right) \quad (3)$$

$$\text{其中 } A = \begin{bmatrix} I_{L \times L} & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}_{N \times M}。$$

#### 3.2 基于预测的迭代联合信道估计与符号检测算法

基于预测的迭代信道估计算法基本原理如图 2 所示。它不同于传统导频辅助信道估计算法在于：导频仅为初始信道估计提供参考，后继的信道估计是根据检测得到的数据信息进行的，即可将数据当作导频来进行信道估计。迭代算法性能的优劣是以迭代初始信道估计值的有效性为前提的。传统迭代联合信道估计与符号检测算法<sup>[6,7]</sup>中，每个 OFDM 符号迭代初始值取自上一个符号的估计值。由于信道的时变性，相邻两个时刻信道特性会有所不同。这样做会导致较大的迭代收敛次数，并且估计值和实际信道特性有较大偏差。

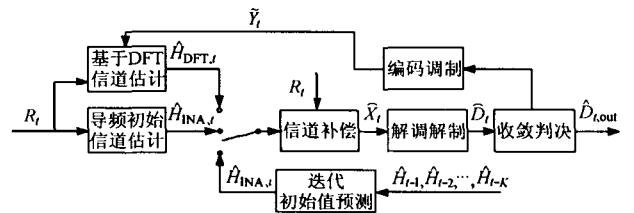


图 2 基于预测的迭代联合信道估计与符号检测原理图

OFDM 系统各子载波对应信道可以看作连续时变信道，同一子载波不同符号的信道特性可视为对连续时变频率响应的采样。同一子载波的连续若干个 OFDM 符号信道特性之间存在时间相关性。在  $t-1, t-2, \dots, t-K$  各时刻信道已估计基础上，用预测值作为时刻  $t$  迭代信道估计的初始值，可以更准确地逼近时刻  $t$  信道的实际特性。从而加快收敛速度，提高估计结果的有效性。不同的预测方法对性能改善的程度不同，在后面的仿真结果可以看到。

将本算法步骤归纳如下：

(1) 设时刻  $i$  接收到导频符号。通过传统迭代联合信道估计和符号检测算法计算得到时刻  $i+1, i+2, \dots, i+K$  各数据符号对应的信道特性  $\hat{H}_{i+1}, \hat{H}_{i+2}, \dots, \hat{H}_{i+K}$ 。

(2) 设时域导频间隔为  $T$ 。用  $\hat{H}_{i-1}, \hat{H}_{i-2}, \dots, \hat{H}_{i-K}, i+K+1 \leq t \leq i+T-1$  预测时刻  $t$  的信道值，将预测值  $\hat{H}_{PRE,t}$  作为迭代算法初始值：

$$\hat{H}_{PRE,t} = \text{预测}\{\hat{H}_{i-1}, \hat{H}_{i-2}, \dots, \hat{H}_{i-K}\}$$

(3) 用  $\hat{H}_{PRE,t}$  对时刻  $t$  的接收数据进行信道补偿、解调、解码、得到判决信息  $\hat{D}_t$ 。

$$\hat{X}_t = \frac{R_t}{\hat{H}_{PRE,t}} \quad (R_t \text{ 为接收到的数据信号}) ; \hat{D}_t = \text{译码}\{\text{解调}\{\hat{X}_t\}\}。$$

(4) 对  $\hat{D}_t$  重新进行编码、调制和接收到数据信息再次进行基于 DFT 的信道估计。

$$\tilde{Y}_t = \text{调制}\{\text{纠错编码}\{\hat{D}_t\}\}, \hat{H}_{LS,t} = R_t / \tilde{Y}_t$$

$$\hat{H}_{DFT,t} = \text{DFT}\left(A \cdot \text{IDFT}\left(\hat{H}_{LS,t}\right)\right)$$

(5) 利用  $\hat{H}_{DFT,j}$  再次解调和解码。

$$\hat{X}_t = \frac{R_t}{\hat{H}_{DFT,j}}, \hat{D}_t = \text{译码}\{\text{解调}\{\hat{X}_t\}\}$$

(6) 若  $\hat{D}_t = \hat{D}_t$  则迭代收敛, 结束迭代并检测结果  $\hat{D}_{t,out} = \hat{D}_t$ 。否则, 令  $\hat{D}_t = \hat{D}_t$  返回步骤(4)继续迭代。

### 3.3 迭代信道估计初始值预测方法

假设  $\hat{H}_{t-1}, \hat{H}_{t-2}, \dots, \hat{H}_{t-K}$  为时刻  $t$  之前  $K$  个符号的信道值并且已经被有效估计, 以下采用两种预测方法得到预测值  $\hat{H}_{PRE,t}$ 。

(1) 迭代初始值最小二乘线性预测方法 假设:

$$\hat{H}_{(t-K-1+i)} = \beta_0 + \beta_1 \cdot i + \varepsilon_i, \quad 1 \leq i \leq K \quad (4)$$

$\varepsilon_i$  为随机误差。并设  $\beta_0, \beta_1$  的估计分别为  $\hat{\beta}_0, \hat{\beta}_1$ 。为了使  $\hat{H}_{t-1}, \hat{H}_{t-2}, \dots, \hat{H}_{t-K}$  与由其拟合的直线偏差最小。即

$$Q(\hat{\beta}_0, \hat{\beta}_1) = \sum_{i=1}^K (\hat{H}_{(t-K-1+i)} - \hat{\beta}_0 - \hat{\beta}_1 \cdot i)^2 = \min_{\hat{\beta}_0, \hat{\beta}_1} Q(\beta_0, \beta_1) \quad (5)$$

求解可得

$$\left. \begin{aligned} \hat{\beta}_1 &= \frac{\sum_{i=1}^K (i - \bar{i})(\hat{H}_{(t-K-1+i)} - \bar{H})}{\sum_{i=1}^K (i - \bar{i})^2} \\ \hat{\beta}_0 &= \bar{H} - \hat{\beta}_1 \cdot \bar{i} \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

其中  $\bar{i} = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K i, \bar{H} = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K \hat{H}_{(t-K-1+i)}$ 。于是可由  $\hat{H}_{t-1}, \hat{H}_{t-2}, \dots,$

$\hat{H}_{t-K}$  线性预测得到时刻  $t$  迭代算法的初始值  $\hat{H}_{PRE,t}$ 。

$$\hat{H}_{PRE,t} = \hat{\beta}_0 + \hat{\beta}_1 (K+1) \quad (7)$$

(2) 迭代初始值最小二乘二次曲线预测方法 假设:

$$\hat{H}_{(t-K-1+i)} = \alpha_0 + \alpha_1 \cdot i + \alpha_2 \cdot i^2 + \varepsilon_i, \quad 1 \leq i \leq K \quad (8)$$

$\varepsilon_i$  为随机误差, 并设  $\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2$  的估计分别为  $\hat{\alpha}_0, \hat{\alpha}_1, \hat{\alpha}_2$ 。为了使  $\hat{H}_{t-1}, \hat{H}_{t-2}, \dots, \hat{H}_{t-K}$  与由其拟合的二次曲线偏差最小。

$$Q(\hat{\alpha}_0, \hat{\alpha}_1, \hat{\alpha}_2) = \sum_{i=1}^K (\hat{H}_{(t-K-1+i)} - \hat{\alpha}_0 - \hat{\alpha}_1 \cdot i - \hat{\alpha}_2 \cdot i^2)^2 = \min_{\hat{\alpha}_0, \hat{\alpha}_1, \hat{\alpha}_2} Q(\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2) \quad (9)$$

$\hat{\alpha}_0, \hat{\alpha}_1, \hat{\alpha}_2$  可通过求解下式获得:

$$\begin{bmatrix} S_0 & S_1 & S_2 \\ S_1 & S_2 & S_3 \\ S_2 & S_3 & S_4 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{\alpha}_0 \\ \hat{\alpha}_1 \\ \hat{\alpha}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_0 \\ T_1 \\ T_2 \end{bmatrix} \quad (10)$$

其中  $S_u = \sum_{i=1}^K i^u, u=0,1,\dots,4; T_v = \sum_{i=1}^K \hat{H}_{(t-K-1+i)} i^v, v=0,1,2$  于

是可根据由  $\hat{H}_{t-1}, \hat{H}_{t-2}, \dots, \hat{H}_{t-K}$  拟合的二次曲线预测得到时

刻  $t$  迭代算法的初始值  $\hat{H}_{PRE,t}$ :

$$\hat{H}_{PRE,t} = \alpha_0 + \alpha_1 (K+1) + \alpha_2 (K+1)^2 \quad (11)$$

用预测值比直接用上一时刻信道估计值更能有效逼近当前时刻信道实际特性。因为它通过跟踪信道变化趋势, 使迭代计算从和实际信道更接近的范围内开始。从而提高了估计精度, 加快迭代次数。

## 4 仿真结果

仿真采用第2节所述广义平稳不相关散射信道(WSSUS)信道模型, 路径数为6, 最大信道时延  $8\mu\text{s}$ , 载波频率  $2.16\text{GHz}$ 。OFDM 系统参数: 数据带宽  $2\text{MHz}$ , 子载波数目64, 循环前缀22点, QPSK 调制,  $1/2$  码率卷积码纠错。分别在车速  $5\text{km/h}, 100\text{km/h}$  和  $300\text{km/h}$ , 导频间隔40和150情况下, 预测长度  $K=3$ , 用线性和二次曲线两种预测方法进行仿真。

图3至图5为两种基于预测的迭代算法和传统迭代算法不同信噪比条件下误码率的比较。表1为信噪比8dB时两种基于预测的迭代算法和传统迭代算法平均迭代次数比较。从中可以看出:

(1) 基于预测的迭代算法和传统迭代算法在低信噪比条件下性能差别不大, 随着信噪比的增大, 基于预测的迭代算法相对传统迭代算法误码性能有明显的提高。平均迭代次数降低, 有效提高了迭代收敛速度。这是由于基于预测的算法根据信道变化的趋势, 对下一时刻信道进行预测。提高了迭代初值落在迭代收敛范围内的概率, 使迭代的初始值更加逼近信道的实际特性。

(2) 车速越高基于预测的迭代算法相对于传统迭代算法性能提高越大。这是由于车速越高信道时变性越强, 相邻两个符号时刻信道特性差别越大, 预测值和传统算法迭代初值相差越大。所以对系统性能提高越大。

(3) 基于线性预测和基于二次曲线预测的两种迭代算法性能差别不大, 随着车速提高基于二次曲线预测的迭代算法性能略优于基于线性预测的迭代算法。这是因为对于任一子信道随着车速增加, 信道曲线曲率增大, 二次曲线比直线更加逼近实际信道。而且信道曲线拐点增多。在拐点处, 曲线导数发生符号改变, 线性预测的信道道变化趋势和实际信道曲线发展方向相反, 而二次曲线预测则一致。

表1 信噪比8dB时两种基于预测的迭代算法与传统迭代算法平均迭代次数比较

车速	5km/h		100km/h		300km/h	
导频间隔	40	150	40	150	40	150
传统迭代算法	2.78	2.81	2.82	2.89	2.95	3.08
基于线性预测的迭代算法	2.27	2.29	2.48	2.51	2.71	2.83
基于二次曲线预测的迭代算法	2.27	2.29	2.43	2.34	2.69	2.86

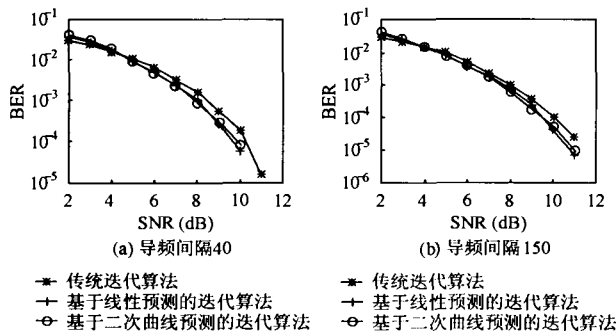


图3 两种基于预测的迭代算法与传统迭代算法  
在车速为5km/h时误码率的比较

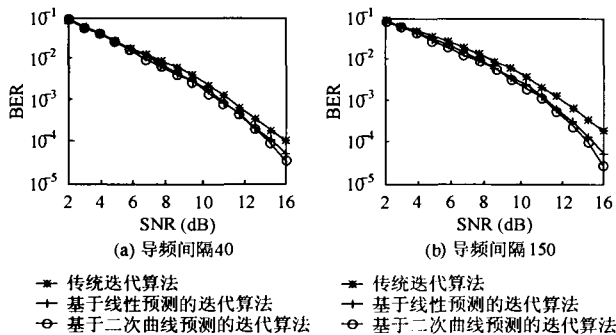


图4 两种基于预测的迭代算法与传统迭代算法  
在车速为100km/h时误码率的比较

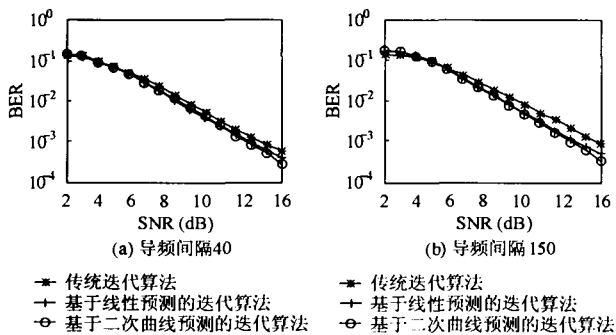


图5 两种基于预测的迭代算法与传统迭代算法  
在车速为300km/h时误码率的比较

(4) 时域导频间隔越大, 基于预测的迭代算法相对于传统迭代算法性能提高越大。随着导频间隔增加, 由于传统迭代算法初始信道估计值取自前一刻的估计值, 某时刻较大的误差会导致以后的估计越来越不准确。而基于预测的算法对差错的传播有一定控制作用。由于预测是根据前  $K$  个点计算所得, 即便上一符号时刻信道估计误差较大, 也不会对当前符号时刻迭代初始值的估计影响太大。

## 5 结束语

本文用预测的算法对迭代联合信道估计与符号检测算法中迭代初始值进行预测, 提出了一类基于预测的迭代信道

估计算法。并分别用两种预测算法进行仿真与传统迭代算法进行比较。结果表明: 本文提出的算法显著降低了系统误码率, 减少了迭代次数, 增强了迭代收敛能力, 加快了收敛速度, 对系统性能有了较大改善。虽然在迭代之前加入的最小二乘算法有一定复杂度, 但在预测长度较小情况下计算量并不是很大, 是一种实用, 有效的改进算法。

## 参考文献

- [1] Li Ye. Pilot-symbol-aided channel estimation for OFDM in wireless systems. *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, 2000, 49(4): 1207 – 1215.
- [2] Morelli M, Mengali U. A comparison of pilot-aided channel estimation methods for OFDM systems. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2001, 49(12): 3065 – 3073.
- [3] Edfors O, Sandell M, Van De Beek, Wilson S K, Boriesson P O. OFDM channel estimation by singular value decomposition. *IEEE Trans. on Communications*, 1998, 46(7): 931 – 939.
- [4] Edfors O, Sandell M, Van De Beek, et al.. Analysis of DFT-based channel estimators for OFDM. *Wireless Personal Communications*, 2000, 12(1): 55 – 70.
- [5] Park Seung Young, Kim Yeun Gu, Kang Chung Gu. Iterative receiver for joint detection and channel estimation in OFDM systems under mobile radio channels. *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, 2004, 53(2): 450 – 460.
- [6] Han Bing, Wang Jianming, Gao Xiqi, et al.. An iterative joint channel estimation and symbol detection algorithm for OFDM system[J]. *Journal of China Institute of Communications*, 2003, 24(8): 58 – 64.
- [7] Han Bing, Gao Xiqi, You Xiaohu, Wang Jianming, Costa E. An iterative joint channel estimation and symbol detection algorithm applied in OFDM system with high data to pilot power ratio. *IEEE International Conference on Communications*, 11 – 15 May 2003, vol.3: 2076 – 2080.
- [8] Hoehner P. A statistical discrete-time model for the WSSUS multipath channel. *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, 1992, 41(4): 461 – 468.
- [9] Jacks W C. *Microwave Mobile Communications*. New York:wiley, 1974, chapter1:13 – 77.

张 彭: 男, 1976年生, 博士生, 研究方向为移动通信中的信道估计与自适应接收技术。

毕光国: 男, 1939年生, 教授, 研究方向为超宽带无线通信及现代通信中的信号处理。

曹秀英: 女, 1947年生, 教授, 研究方向为通信及安全通信理论与技术。