

## 叠加训练序列 OFDM 系统的一种迭代信道估计方法

周 键, 唐友喜, 刘 皓, 黄 川

(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室, 四川成都 610054)

**摘 要:** 在瑞利多径衰落信道中, 针对叠加训练序列正交频分复用系统的迭代接收机, 提出了一种迭代信道估计方法. 在迭代译码开始前, 利用与数据符号同时发送的训序列得到信道估计初始值, 并在每次迭代后利用更新的码字比特先验信息估计接收信号中的数据符号, 计算更准确的信道估计值. 理论分析给出了每次迭代后的信道估计值的均方误差性能. 在多径衰落信道中, 通过计算机仿真验证了该迭代信道估计方法的有效性和可靠性.

**关键词:** 信道估计; 正交频分复用; 迭代检测; 叠加训练序列

**中图分类号:** TN929.5 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2007) 6A-165-04

## A Method of Iterative Channel Estimation for OFDM Using Superimposed Training Sequence

ZHOU Jian, TANG You-xi, LIU Hao, HUANG Chuan

(National Key Laboratory of Communication, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu, Sichuan 610054, China)

**Abstract:** A method of iterative channel estimation is proposed for orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) system using superimposed training sequence with iterative receiver. The training sequence is exploited to get an initial channel estimate such that the iterative decoding process can be started. After each decoding iteration, the updated log likelihood ratio (LLR) of a posteriori probabilities on the coded bits are used to estimate the transmitted data symbols, which are fed back and used to improve channel estimates. Theoretical analysis of the mean square error (MSE) of the channel estimates is presented. In frequency selective fading channel, computer simulations of MSE performance of the channel estimation method and bit error rate (BER) performance of the system under different conditions are given, which demonstrate the efficiency and validity of the proposed method.

**Key words:** channel estimation, orthogonal frequency division multiplexing, iterative detection, superimposed training sequence

### 1 引言

随着无线通信技术的不断发展, 正交频分复用 (OFDM, Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 受到了越来越广泛的重视和研究. 在 OFDM 中, 高速的数据流通过串并转换, 使每个子载波上数据符号的持续时间相对增加, 并结合循环前缀, 有效地减少了无线信道时间弥散带来的符号间干扰 (ISI, Inter-symbol Interference). 从频域上看, 信道被分为若干窄带并行平坦衰落的子信道<sup>[1]</sup>, 有效地对抗了信道的频率选择性衰落, 为支持未来高速率的无线数据业务提供了可能.

由于无线信道的时变特性, 系统需要不断对信道进行跟踪, 因此精确、稳定、低开销的信道估计算法对 OFDM 系统是十分重要的. 目前 OFDM 中常用的基于导

频符号辅助的信道估计方法<sup>[2~4]</sup>, 由于导频符号分别在时域和频域内插于数据符号中, 降低了数据的传输速率, 浪费了有限的频谱资源. 同时, 为了实现高精度的时频同步, 还需要额外的系统开销<sup>[5,6]</sup>. 对此, 文献[7~11]提出了在 OFDM 符号上叠加训练序列的信道估计方法, 利用叠加在 OFDM 数据符号上的部分功率训练序列, 完成同步与信道估计, 提高了空中接口的频谱效率. 但是由于接收信号中的训练序列和承载数据在时间上共存, 在数据检测时, 训练序列和 OFDM 承载数据会相互干扰, 导致系统性能的下降.

为解决上述问题, 文献[12]针对叠加导引矩阵的多天线系统提出了一种联合信道估计与数据检测方法, 利用迭代检测中的软解调, 避免了数据检测时从接收信号中直接抵消训练序列引入的额外干扰. 但其分析是在平

坦衰落信道中进行的,对于多径衰落信道中如何实现叠加训练序列 OFDM 的联合信道估计与数据检测,尚未进行研究.在此基础上,本文在瑞利多径衰落信道中针对叠加训练序列 OFDM 提出了一种迭代信道估计方法.利用与数据符号同时发送的训练序列得到信道估计初始值,进而开始迭代译码过程.在每次迭代译码后,利用更新的码字比特先验信息估计接收信号中的数据符号,并结合最小均方误差(MMSE: Minimum Mean Square Error)信道估计算法得到更准确的信道估计值.

本文其余部分是这样安排的:第2节给出叠加训练序列 OFDM 系统的发射机与信道模型;第3节具体介绍迭代信道估计方法及其性能分析;第4节给出仿真结果与分析;最后是本文的结论.

## 2 系统模型

### 2.1 发射机模型

信息比特  $b_k$  首先送入编码速率为 1/2 的卷积码编码器,生成的码字比特经比特交织后,相邻的两个比特  $d_k^{(0)}$  和  $d_k^{(1)}$  进行 QPSK 调制,得到第  $l$  个 OFDM 符号中第  $k$  个子载波上的数据符号为  $s_{l,k}$ ,  $l=0,1,\dots,\infty$ ,  $k=0,1,\dots,N-1$ ,其中  $N$  为每个 OFDM 符号的子载波个数.

$p_{l,k}$  为训练序列在频域中的表达式,它由长度为  $N$  的恒模零自相关(CAZAC: Constant Amplitude Zero Auto-correlation)序列<sup>[13]</sup>  $c_n$  经  $N$  点傅立叶变换(FFT: Fast Fourier Transform)变换得到,即有:

$$p_{l,k} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} c_n e^{-j2\pi kn/N}, k=0,1,\dots,N-1 \quad (1)$$

OFDM 符号  $X_{l,k}$  是由经功率调整的数据符号  $s_{l,k}$  与训练序列  $p_{l,k}$  两部分叠加构成,即:

$$X_{l,k} = \sqrt{1-\rho} s_{l,k} + \sqrt{\rho} p_{l,k}, k=0,1,\dots,N-1 \quad (2)$$

其中,系数  $\sqrt{1-\rho}$  和  $\sqrt{\rho}$  分别控制发射信号中数据符号和训练序列的平均功率,  $0 < \rho < 1$ .

然后,将  $X_{l,k}$  送入逆傅立叶变换(IFFT: Inverse Fast Fourier Transform)模块,得到 OFDM 符号的时域形式为  $x_{l,n}$ ,添加长度为  $N_g$  的循环前缀(CP, Cyclic Prefix)并经射频处理,通过天线发射出去.

### 2.2 信道模型

本文考虑广义平稳非相关散射(WSSUS)瑞利衰落信道模型<sup>[15]</sup>,存在  $L_p$  条不同时延的路径,则信道冲激响应可表示为:

$$h(n; \tau) = \sum_{r=1}^{L_p} h_r(n) \delta(\tau - \tau_r) \quad (3)$$

其中,  $h_r(n)$  为第  $n$  时刻第  $r$  条路径的等效低通冲激响应,  $\delta(\cdot)$  为 Dirac delta 函数.在本文中,设信道在一个

OFDM 符号内是准静止(quasi-static)的,即有  $h_r(n) = h_{l,r}$ ,  $lN_T \leq n \leq (l+1)N_T - 1$ ,其中  $N_T = N + N_g$ .

由式(3),可以得到第  $l$  个 OFDM 符号中第  $k$  个子载波上的频域信道增益  $H_{l,k}$  为:

$$H_{l,k} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{r=1}^{L_p} h_{l,r} e^{-j2\pi kr/N} \quad (4)$$

## 3 迭代信道估计

### 3.1 迭代信道估计方法

为了表达叙述方便,这一节我们设  $Y_l = [Y_{l,0}, \dots, Y_{l,k}, \dots, Y_{l,N-1}]^T$ ,  $X_l = \text{diag}\{X_{l,0}, \dots, X_{l,k}, \dots, X_{l,N-1}\}$ ,  $H_l = [H_{l,0}, \dots, H_{l,k}, \dots, H_{l,N-1}]^T$ ,  $W_l = [W_{l,0}, \dots, W_{l,k}, \dots, W_{l,N-1}]^T$ ,其中  $(\cdot)^T$  表示矩阵的转置,  $\text{diag}\{\cdot\}$  表示对角矩阵,则接收信号的频域表达式可以写为:

$$Y_l = X_l H_l + W_l \quad (5)$$

结合式(2),式(5)可以进一步写为:

$$Y_l = (\sqrt{1-\rho} s_l + \sqrt{\rho} p_l) H_l + W_l \quad (6)$$

其中,  $s_l = \text{diag}\{s_{l,0}, \dots, s_{l,k}, \dots, s_{l,N-1}\}$ ,  $p_l = \text{diag}\{p_{l,0}, \dots, p_{l,k}, \dots, p_{l,N-1}\}$ .

由于接收信号中的训练序列  $p_l$  已知,我们可以利用其得到频域信道增益的初始估计  $\hat{H}_{l,0}$  为:

$$\hat{H}_{l,0} = \frac{1}{\sqrt{\rho}} p_l^{-1} Y_l = H_l + W_l' \quad (7)$$

其中,  $(\cdot)^{-1}$  表示求矩阵的逆,  $W_l' = p_l^{-1} (\sqrt{1-\rho} s_l H_l + W_l) / \sqrt{\rho}$  为初始信道估计的误差.

迭代接收机利用初始信道估计  $\hat{H}_{l,0}$  开始迭代译码和迭代信道估计过程,设不同子载波上的数据具有单位方差且相互独立,则第  $i$  ( $1 \leq i \leq I$ ) 次迭代前的 MMSE 信道估计  $\hat{H}_{l,i}$  可以写为<sup>[16]</sup>:

$$\hat{H}_{l,i} = R_{HH_i} (R_{HH_i} + N_0 I_N)^{-1} \tilde{H}_{l,i} \quad (8)$$

其中,  $R_{HH_i} = E\{H_i H_i^H\}$  是频域信道增益的自相关矩阵,  $(\cdot)^H$  表示求共轭转置,  $I_N$  是  $N$  维单位矩阵,  $\tilde{H}_{l,i} = \hat{X}_{l,i}^H Y_l$  是第  $i$  次迭代前频域信道增益的 LS(Least Square)估计.这里,  $\hat{X}_{l,i}$  为  $N$  维对角矩阵,其对角线上的元素为  $\hat{X}_{l,k,i} = \sqrt{1-\rho} E_i\{S_{l,k}\} + \sqrt{\rho} p_{l,k}$ ,  $k=0,1,\dots,N-1$ ,其中  $E_i\{S_{l,k}\}$  为第  $i$  次迭代前数据符号  $s_{l,k}$  的估计,若发射机的 QPSK 调制方案采用反格雷映射(Anti-Gray Mapping)<sup>[17]</sup>,则有:

$$E_i\{s_{l,k}\} = \frac{1}{\sqrt{2}} \left\{ \frac{1 + \exp(L_{l,k,i,a1}^{(0)}) \exp(L_{l,k,i,a1}^{(1)}) - \exp(L_{l,k,i,a1}^{(0)}) - \exp(L_{l,k,i,a1}^{(1)})}{(1 + \exp(L_{l,k,i,a1}^{(0)}))(1 + \exp(L_{l,k,i,a1}^{(1)}))} + j \frac{(1 - \exp(L_{l,k,i,a1}^{(0)}))}{(1 + \exp(L_{l,k,i,a1}^{(0)}))} \right\} \quad (9)$$

$L_{l,k,j,a1}^{(0)}$  和  $L_{l,k,j,a1}^{(1)}$  是码字比特先验信息,其计算方

法可以参考文献[12].若接收端已知  $\mathbf{R}_{H_{H_i}}$  和  $N_0$ ,则在利用式(8)进行信道估计时,每次迭代前在每个子载波上需要  $N$  次乘法运算,这样的计算复杂度是较大的.可以利用文献[16]的基于频域信道增益自相关矩阵  $\mathbf{R}_{H_{H_i}}$  的奇异值分解的方法,降低每次迭代时进行信道估计的运算量,本文不再赘述.

### 3.2 迭代信道估计性能分析

在这一小节中,我们通过分析均方误差 MSE 来衡量信道估计的性能.易知,第  $i$  次迭代前的信道估计值的 MSE 可以写为<sup>[16]</sup>:

$$\text{MSE}(i) = \frac{1}{N} \text{tr} \{ E \{ (\hat{\mathbf{H}}_{l,i} - \mathbf{H}_l)(\hat{\mathbf{H}}_{l,i} - \mathbf{H}_l)^H \} \} \quad (10)$$

其中,  $\text{tr}(\cdot)$  表示求矩阵的迹.

由式(7)和式(10)可得,初始信道估计  $\hat{\mathbf{H}}_{l,0}$  的 MSE 性能表达式为:

$$\begin{aligned} \text{MSE}(0) &= \frac{1}{N} \text{tr} \{ E \{ \mathbf{W}_l^H \mathbf{W}_l \} \} \\ &= \frac{1}{\rho N} \text{tr} \{ E \{ (1 - \rho) \mathbf{s}_l \mathbf{H}_l \mathbf{H}_l^H \mathbf{s}_l^H + \mathbf{W}_l \mathbf{W}_l^H \} \} \\ &= \frac{1 + N_0}{\rho} - 1 \end{aligned} \quad (11)$$

迭代译码开始后,第  $i$  ( $1 \leq i \leq I$ ) 次迭代前的信道估计的 MSE 可以写为:

$$\begin{aligned} \text{MSE} &= \frac{1}{N} \text{tr} \{ E \{ |\hat{\mathbf{H}}_{l,i}|^2 - \hat{\mathbf{H}}_{l,i} \hat{\mathbf{H}}_{l,i}^H - \hat{\mathbf{H}}_{l,i} \mathbf{H}_l^H + |\mathbf{H}_l|^2 \} \} \\ &= \frac{1}{N} \text{tr} \{ \mathbf{Q} [ E \{ |\hat{\mathbf{X}}_{l,k}|^2 | \mathbf{X}_{l,k,i} |^2 (\mathbf{R}_{H_{H_i}} - \mathbf{I}_N) + (1 + N_0) \mathbf{I}_N \} \mathbf{Q}^H ] \\ &\quad - \frac{2}{N} \text{tr} \{ E \{ \hat{\mathbf{X}}_{l,k} \mathbf{X}_{l,k,i} \} \mathbf{Q} \mathbf{R}_{H_{H_i}} \} + \frac{1}{N} \text{tr} \{ \mathbf{R}_{H_{H_i}} \} \} \end{aligned} \quad (12)$$

其中,  $\mathbf{Q} = \mathbf{R}_{H_{H_i}} (\mathbf{R}_{H_{H_i}} + N_0 \mathbf{I}_N)^{-1}$ .

### 4 仿真结果与分析

为了验证上述方法,本节进行了计算机仿真并分析了仿真结果,所有的仿真结果都是基于蒙特卡罗仿真模拟得出的.仿真条件与具体参数如下:移动速度为 60km/h,载波频率 2GHz;采用速率、约束长度为 3、八进制表示生成多项式为 (7,5) 的递归系统卷积码;随机交织器的交织长度为 512;调制方式为反格雷映射的 QPSK 调制;OFDM 符号的子载波数为  $N = 256$ ,子载波间隔 5kHz,循环前缀长度为  $N_g = 64$ ;CAZAC 序列采用长度为 256 的 Chu 序列<sup>[13]</sup>;信道参数为,  $L_p = 10$ ,  $\eta = 0$ .

由于每  $N$  个信息比特通过  $N_T = N + N_g$  个 QPSK 符号进行传输,且其中数据符号所占的平均功率为  $1 - \rho$ ,因此定义比特信噪比  $E_b/N_0$  为:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{(1 - \rho) N_T}{N} \cdot \text{SNR} = \frac{(1 - \rho) N_T}{N} \cdot \frac{E \{ |\mathbf{H}_{l,k}|^2 \}}{N_0} \quad (13)$$

图 1 给出了当  $\rho = 0.5$  时,在不同信噪比条件下,本文迭代信道估计方法的 MSE 性能.可以看到,当信噪比

不变时,信道估计的性能随着迭代次数的增加而变好,并在迭代一定次数后达到 MSE 平台,此时增加迭代次数不能再提高信道估计的性能.另外,在高信噪比条件下,由于用于信道估计的训练序列的平均功率更高,信道估计的性能更好.

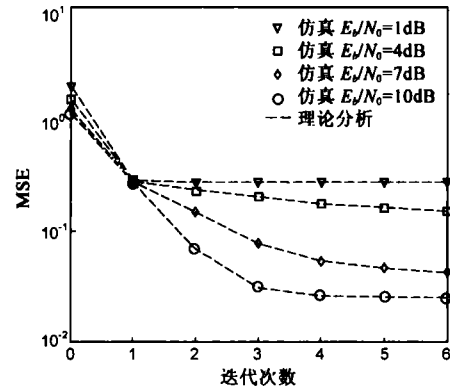


图 1 不同信噪比条件下,迭代信道估计的 MSE 性能 ( $\rho=0.5$ )

图 2 给出了在不同信噪比和不同训练序列平均功率条件下,经过 6 次迭代后信道估计值的 MSE 性能.从图中可以看出,信道估计的性能受到信噪比和训练序列平均功率的影响.当信噪比较低或训练序列平均功率较小时,由于噪声及数据符号对训练序列的干扰较大,信道估计性能较差.随着信噪比和训练序列平均功率的提高,信道估计性能逐渐变好,当  $\rho \geq 0.4$ ,  $E_b/N_0 \geq 7\text{dB}$  后,提高信噪比或训练序列的平均功率对信道估计性能的改善影响不大.

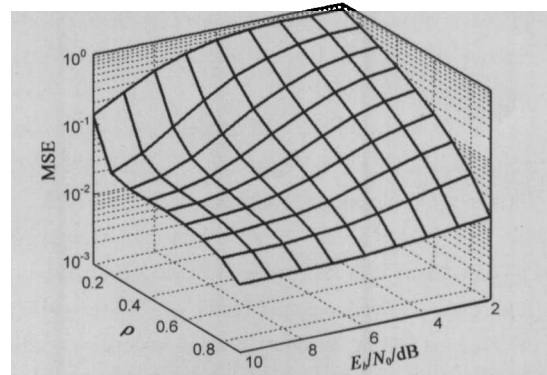


图 2 在不同信噪比和不同训练序列平均功率条件下,经过 6 次迭代后信道估计值的 MSE 性能

图 3 给出了当  $\rho = 0.5$  时,在不同信噪比条件下,系统利用迭代信道估计方法时和在理想信道估计时的系统误比特率 (BER, Bit Error Rate) 性能对比.可以看到,随着迭代次数的增加,系统的误比特率性能越来越好,逐渐逼近理想信道时的系统性能,在误比特率为  $1.5 \times 10^{-3}$  时,系统性能比理想信道时的性能差了约 1.5dB.另外,由于多次迭代后, QPSK 解调器和 SISO 译码器之间可交换的信息越来越少,所以系统性能的改善越来越小.在误比特率为  $6 \times 10^{-2}$  时,迭代 6 次后比迭代 1 次

时的性能改善了约 4.5dB,比迭代 2 次时的性能改善了约 1.5dB.

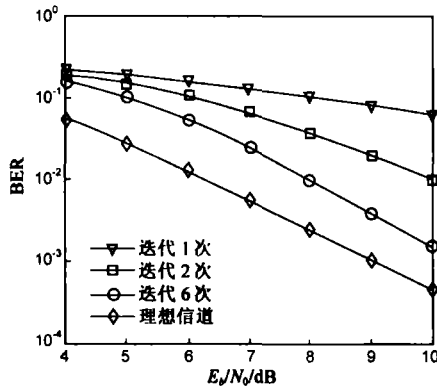


图 3 不同信噪比条件下,系统利用迭代信道估计方法和理想信道估计时的误比特率性能对比 ( $\rho=0.5$ )

## 5 结束语

本文针对叠加训练序列 OFDM 的迭代接收机,提出了一种迭代信道估计方法,利用叠加在 OFDM 数据符号上的训练序列和迭代思想实现迭代信道估计和数据检测,并通过计算机仿真验证了该方法的有效性和可靠性.该技术在无线通信中有着广泛的应用前景,尤其在 OFDM 分组传输中提高了空中接口的灵活性与数据传输效率.

## 参考文献:

- [1] Ye Li, N Seshadri, S Ariyavistakul. Channel estimation for OFDM systems with transmitter diversity in mobile wireless channels[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1999, 17(3): 461 - 471.
- [2] J J Van De Beek, O Edfors, M Sandell, S K Wilson. On channel estimation in OFDM systems[A]. IEEE 45th Vehicular Technology Conference[C]. Chicago, USA, 1995. 815 - 819.
- [3] Ye (G.) Li, L J Cimini, et al. Robust channel estimation for OFDM systems with rapid diversity fading channels[J]. IEEE Transaction on Communication, 1998, 46(7): 902 - 915.
- [4] Y Zhao, A Huang A novel channel estimation method for OFDM mobile communication systems based on pilot signals and transform domain processing[A]. Proceedings IEEE 47th Vehicular Technology Conference [C]. Phoenix, AZ, USA, 1997. 2089 - 2093.
- [5] H Kobayashi. A novel symbol frame and carrier frequency synchronization for burst mode OFDM signal [A]. Proceedings IEEE VTC-Fall 2000[C]. Boston, USA, 2000. 1392 - 1396.
- [6] B Y Prasetyo, F Said, A H Aghvami. Fast burst synchronization technique for OFDM-WLAN systems [J]. IEE Proceedings Communications, 2000, 147(5): 292 - 298.
- [7] J E Kleider, G Maalouli, S Gifford, S Chuprun. Preamble and embedded synchronization for RF carrier frequency-hopped OFDM[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2005, 23(5): 920 - 931.
- [8] Jitendra K Tugnait, Xiaohong Meng. On superimposed training for channel estimation: performance analysis, training power allocation, and frame synchronization[J]. IEEE Transaction on Signal Processing, 2002, 54(2): 752 - 765.
- [9] P Hoeher, F Tufvesson. Channel estimation with superimposed pilot sequence[A]. In Proceedings IEEE GLOBECOM Conference[C]. Rio de Janeiro, Brazil, 1999. 2162 - 2166.
- [10] G T Zhou, M Viberg, T McKelvey. A first-order statistical method for channel estimation[J]. IEEE Signal Processing Letter, 2003, 10(3): 57 - 60.
- [11] J K Tugnait, W Luo. On channel estimation using superimposed training and first-order statistics[J]. IEEE Communication Letter, 2003, 7(9): 413 - 415.
- [12] H Zhu, B Farhang-Boroujeny, C Schlegel. Pilot embedding for joint channel estimation and data detection in MIMO communication systems [J]. IEEE Communication Letter, 2003, 7(1): 30 - 32.
- [13] Pingzhi Fan, Michael Darnell. Sequence Design for Communications Applications[M]. USA: Research Studies Press Ltd, John Wiley & Sons Inc, 1996.
- [14] Shengli Zhou, Giannakis G B, Swami A. Digital multi-carrier spread spectrum versus direct sequence spread spectrum for resistance to jamming and multipath[J]. IEEE Transaction on Communications, 2002, 50(4): 643 - 655.
- [15] W C Jake. Microwave Mobile Communications[M]. New York: Wiley, 1974.
- [16] O Edfors, M Sandell, Jan-Jaap van de Beek, et al. OFDM channel estimation by singular value decomposition[J]. IEEE Transaction on Communications, 1998, 46(7): 931 - 939.
- [17] S ten Brink, J Speidel, R-H Yan. Iterative demapping for QPSK modulation[J]. Electronics Letters, 1998, 34(15): 1459 - 1460.
- [18] J K Cavers. An analysis of pilot symbol assisted modulation for Rayleigh fading channels[J]. IEEE Transaction on Vehicular Technology, 1991, 40(4): 686 - 693.

## 作者简介:



周 健 男, 1981 年生于四川彭州, 硕士研究生. 主要研究方向为 OFDM 和 MIMO 技术.  
E-mail: jnzhou@uestc.edu.cn