

IEEE802.16e 系统信道估计算法研究^①王 薇^{②***} 杨 维^{***} 韩东升^{*③}

(* 北京交通大学轨道交通控制与安全国家重点实验室 北京 100044)

(** 东南大学移动通信国家重点实验室 南京 210096)

摘 要 针对 IEEE802.16e 系统下行链路的导频分配模式,提出了一种适用于 IEEE802.16e 系统下行链路的信道估计方法。该方法采用两个一维信道估计器的级联。首先在时域进行滤波,根据最近原则将前一个符号导频处的信道响应作为下一个符号相同位置子载波处的信道响应,从而得到梳状导频结构;其次在频域进行滤波,采用最大似然算法估计出所有子载波上的信道响应。车速 60km/h 和车速 120km/h 信道下的仿真结果表明,采用该信道估计方法可降低系统的误码率,提高高速移动环境下系统的性能。

关键词 IEEE 802.16e, 正交频分复用多址接入(OFDMA), 信道估计

0 引 言

IEEE802.16e 是同时支持固定和移动性的宽带无线接入系统空中接口规范,被业界视为目前唯一能与 3G 竞争的下一代宽带无线接入方案^[1]。正交频分复用多址接入(orthogonal frequency division multiplexing access, OFDMA)技术将正交频分复用技术与多址技术结合,能够允许多个用户同时共享有限的频谱资源,从而获得较高的系统容量,成为 802.16e 系统的物理层核心技术之一^[2,3]。

IEEE802.16e 系统采用分组突发传输模式,接收端通常采用相干检测恢复出发送信号。因此,接收端必须进行信道估计。导频辅助的信道估计方法是频分复用(OFDM)系统中应用最为广泛的一类方法。对于 OFDM 系统,导频可以同时时在域和频域上插入,因此可以充分利用信道的时频特性,采用二维滤波的信道估计方法。其中,二维维纳滤波算法^[4]是最小均方误差意义下的最佳估计器,但是该算法需要已知信道的最大多径时延、最大多普勒频移以及噪声方差,应用在实际系统中复杂度相当高。两个级联的一维滤波器^[5]与二维滤波器在性能上非常相近,由于不需要知道信道多径时延、多普勒频移以及噪声方差这些参数,复杂度大大降低。它利用了信道相关函数的时频正交性,首先使用一维估计器先

在其中一维进行内插滤波,将估计出的数据作为已知导频,然后在另一维进行内插滤波,从而在基本保持性能的情况下降低了计算复杂度。

基于 IEEE802.16e 的 OFDMA 系统支持子信道化,即通过为每个用户分配部分或全部子信道的方法来实现多用户接入。IEEE802.16e 标准提供了两种导频模式,即前导符号中的导频和分散在数据中的导频。IEEE802.16e 最终支持的移动速度可达 120km/h。为了跟踪信道的快速变化,本文采用两个级联的一维信道估计器的方法^[6],首先利用最小二乘(LS)算法^[7]估计出导频处的信道响应,在时域进行内插滤波,得到梳状导频结构,然后在频域采用最大似然(ML)算法^[8]得到整个频域的信道响应。该方法基于 IEEE802.16e 特定的导频结构,并将两个一维估计结合,由于梳状导频结构在频域上均匀分布,在时域上连续分布,更加适合于快衰落信道下的信道估计,因此该方法可提高高速移动环境下的系统性能。

1 系统模型

OFDM 系统的基本框图如图 1 所示。

假设总共有 N 个子载波,接收信号频域表达式为

$$Y_k = X_k H_k + W_k, \quad k = 0, \dots, N-1 \quad (1)$$

① 国家自然科学基金(60572036, 50534060), 863 计划(2007AA01Z259)和东南大学移动通信国家重点实验室开放基金(W200816)资助项目。
② 女, 1984 年生, 硕士, 助理工程师; 研究方向: 无线宽带通信与个人通信; E-mail: wei.wang1984@gmail.com
③ 通讯作者, E-mail: dshhan@gmail.com
(收稿日期: 2008-10-27)

其中, X_k 为频域发送信号, H_k 为第 k 个子载波上的信道频域响应, W_k 为频域的加性高斯白噪声。

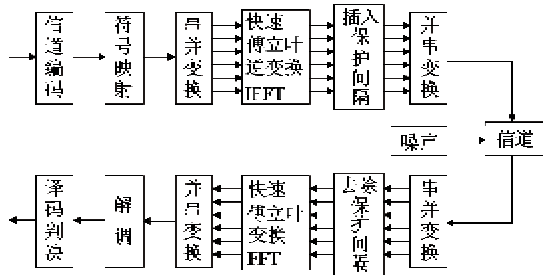


图 1 OFDM 系统框图

从式(1)可以看出, OFDM 系统可以等效成发送数据经过一组平行的高斯信道^[6], 如图 2 所示。

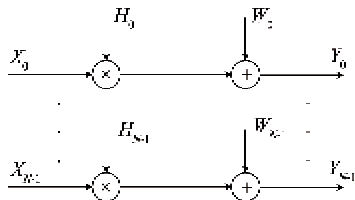


图 2 平行高斯信道

令

$$\mathbf{Y} = [Y_0, \dots, Y_{N-1}]^T$$

$$\mathbf{X} = \text{diag}(X_0, \dots, X_{N-1})$$

$$\mathbf{h} = [h(0), \dots, h(L-1)]^T$$

$$\mathbf{H} = [H_0, \dots, H_{N-1}]^T = \mathbf{F}\mathbf{h}$$

$$\mathbf{W} = [W_0, \dots, W_{N-1}]^T \quad (2)$$

则可得频域接收信号的矩阵表达式

$$\mathbf{Y} = \mathbf{X}\mathbf{F}\mathbf{h} + \mathbf{W} \quad (3)$$

其中, $\mathbf{F} = \begin{pmatrix} W_N^{00} & \dots & W_N^{0(L-1)} \\ \vdots & & \vdots \\ \cdot & W_N^{nk} & \cdot \\ \vdots & & \vdots \\ W_N^{(N-1)0} & \dots & W_N^{(N-1)(L-1)} \end{pmatrix}$ 是离散傅立叶变换(DFT)矩阵, $W_N^{nk} = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{-j2\pi \frac{nk}{N}}$ 。

2 导频分配模式

为了满足移动性要求,使得接收机在时变衰落信道中仍然能够正常工作,IEEE802.16e 标准中提出了两种导频插入方式。对于 OFDMA 系统下行链路来说,一是训练符号中的导频,即标准中所说的导频符号(preamble);二是分散在其它符号中的导频,即

基于簇(cluster)的导频分布。

2.1 基于前导符号的导频

由时分复用(TDD)模式下的 OFDMA 帧结构可知,每个 OFDMA 帧在下行数据符号之前发送一个前导符号。前导符号在时域上占用下行帧的第一个 OFDM 符号,频域上占用所有子信道,可用作下行链路的同步和信道估计。一个 OFDM 符号包含了所有子载波携带的信息。所有子载波分成以下几类:数据子载波、导频子载波、保护子载波(也叫做虚拟子载波)以及一个直流子载波。其中数据子载波和导频子载波一起叫做可用子载波。设系统带宽为 10MHz,子载波总数为 1024,对于前导符号来说,其中 852 个子载波为可用子载波,用于调制用户数据,一个直流子载波发送零频分量,171 个虚拟子载波(低频 86 个,高频 85 个)用作保护频带。在 852 个可用子载波中,每隔 3 个子载波发送一个前导序列,其余子载波上发送零,这样前导序列一共有 283 个导频子载波。

前导序列由系统的小区 ID: $i \in \{0, 1, \dots, K-1\}$ (K 为系统中的小区总数)和扇区 ID: $j \in \{0, 1, 2\}$ 共同决定并一一对应,该序列放在由扇区 ID: j 所决定的子载波集合中,子载波集合仅仅有 3 种,这 3 种集合由扇区 ID: j 决定且互不重叠。前导符号的导频子载波经过二元相移键控(BPSK)调制,相比数据子载波有 9dB 功率增益,然后将此序列经过快速傅立叶逆变换(IFFT)变换后作为时域前导符号发送出去。

在发送端,IFFT 输出的前导符号时域表达式为:

$$p(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{j2\pi kn/N} \quad (4)$$

$$c_k = \begin{cases} 4\sqrt{2} \left(\frac{1}{2} - \mu_k \right) & k = IDj:3:\frac{N}{2} - N_{RG}, \frac{N}{2} + N_{LG} + IDj:3:N-1 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (5)$$

其中, μ_k 为调制之前随机产生的前导序列, c_k 为 BPSK 调制后带有功率增益的频域子载波上的符号, N_{LG} 和 N_{RG} 分别为左右保护子载波数, IDj 为扇区 ID。

2.2 基于簇的导频

OFDMA 系统下行链路以子信道为频域分配单元,每个子信道包括一组不连续的子载波。不同的子信道可以采用不同的调制编码方式,从而提高信

道利用率。下行链路子信道分配方式有两种:完全使用子信道(FUSC)和部分使用子信道(PUSC),两者都属于分布式子载波分配方法,区别在于导频子载波的分配是在子信道化之前还是之后。

以 PUSC 方式分配子信道时,先把可用子载波分成子信道,再在每个子信道中选择用于导频的子载波。首先将所有可用子载波分成基本的簇,每个簇在时间上包含 2 个 OFDM 符号,频域上占用每个 OFDM 符号中的 14 个连续的子载波,是一个 14×2 的时频单元。然后再在簇中指定数据和导频子载波。由于一个子信道包含两个簇,1024 FFT 大小的系统可用子载波数为 840,因此, PUSC 模式下有 60 个簇,30 个子信道。一根发送天线的情况下,每个簇是 14 个子载波和 2 个符号组成的 14×2 的时频单元。其中每个符号里有 2 个导频子载波,一个簇里共有 4 个导频子载波,如图 3 所示。

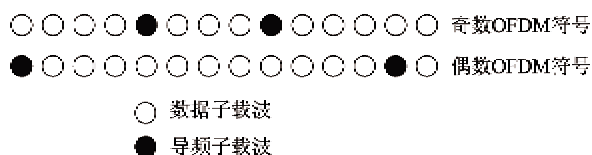


图3 PUSC方式下的导频分配模式

可以看出,一个簇里奇数和偶数 OFDM 符号对应的导频分布是不一样的,这样对于信道估计来说,如果信道衰落不是很快,相邻符号的导频则可以互用。分散在簇里的导频子载波相比数据子载波具有 3dB 功率增益,导频间隔不均匀,由于导频分散在下行帧的所有 OFDM 符号中,利用其进行信道估计可以较好地跟踪信道变化。

3 两个一维估计级联的信道估计算法

由两种导频分配模式可知,前导符号中导频个数较多,导频子载波功率较大,若数据突发位于帧结构中紧邻前导符号中的位置,或者信道变化较慢,直接利用前导符号的信道估计结果作为数据突发的信道响应,系统具有较好的性能;但是,若数据突发位于帧结构中靠后的符号,或者信道变化较快,前导符号的信道估计结果将不太适合作为数据突发的信道响应,其性能将迅速下降。由于簇的导频分散在整个下行帧之中,将二者的导频结合进行信道估计,则可以较好地跟踪信道变化。

由于导频同时在时域和频域上插入,因此充分

利用信道的时频特性,采用两个级联的一维滤波器,首先利用一维估计器先在其中一维进行内插滤波,将估计出的数据作为已知导频,然后在另一维进行内插滤波。

在传统的一维估计算法中,LS 算法^[6]计算简单,ML 算法^[7]具有较好的性能。因此,首先采用 LS 算法得到导频子载波上的信道响应,其次在时域进行内插滤波,然后在频域用 ML 算法估计出所有子载波上的信道响应。算法描述如下:

第一步,采用 LS 算法,得到所有导频子载波上的信道响应 $\hat{\mathbf{H}}_{\text{pls}}$ 。

第二步,为了得到梳状导频结构,采用 ML 算法,估计出前导符号整个频域上的信道响应:

$$\hat{\mathbf{H}}_{\text{preamble}}(1, k) = \mathbf{G}(\mathbf{F}^H \mathbf{F})^{-1} \mathbf{F}^H \hat{\mathbf{H}}_{\text{preamble, pls}}(1, k_{\text{preamble}}),$$

$$k = 1, \dots, N - 1 \quad (6)$$

其中, $[\mathbf{G}]_{n, k} = (1/\sqrt{N})e^{-j2\pi nk/N}$, $\hat{\mathbf{H}}_{\text{preamble, pls}}(1, k_p)$ 为 LS 算法得到的前导符号导频子载波上的信道响应, k_{preamble} 为前导符号导频子载波的序号。

此时,前导符号所有子载波的信道响应已知,从图 4 可以看出,基于簇的导频结构时域上每隔一个 OFDM 符号就有一个导频,导频密度相当大,而频域上导频间隔不均匀,最大导频间隔为 11。

第三步,在时域进行内插滤波。

首先由前导符号的频域响应得到第二个符号导频子载波处的频率响应,即

$$\hat{\mathbf{H}}_p(m, k_p) = \hat{\mathbf{H}}_{\text{preamble}}(m - 1, k_p), m = 2 \quad (7)$$

其次将前一个符号导频处的频率响应作为下一个符号相同子载波处的频率响应,即

$$\hat{\mathbf{H}}_p(m, k_p) = \hat{\mathbf{H}}_{\text{pls}}(m - 1, k_p), m = 3, \dots, M \quad (8)$$

其中, M 为下行帧 OFDM 符号总数, k_p 为簇中导频的序号。

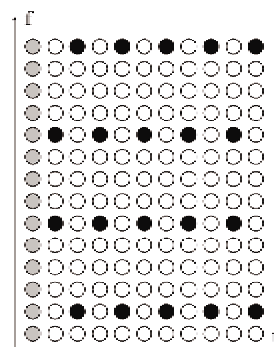


图4 若干簇的导频子载波

这样,从第二个 OFDM 符号开始,整个导频样式

变成了梳状导频样式,即图 5 中阴影位置,导频间隔变小,每隔 3 个子载波就有一个导频子载波,更适合于时变快衰落信道。

第四步,采用 ML 算法得到每个符号整个频域的信道响应:

$$\hat{\mathbf{H}}(m, k) = \mathbf{G}(\mathbf{F}^H \mathbf{F})^{-1} \mathbf{F}^H \hat{\mathbf{H}}_p(m, k_p), k = 0, \dots, N-1; m = 2, \dots, M \quad (9)$$

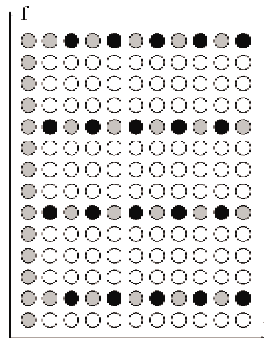


图 5 时域滤波后的导频子载波

可以看出,两个一维滤波级联的方法首先在时域平滑滤波,采用 LS 方法得到相邻导频处的信道响应,其次在频域滤波,采用 ML 算法得到整个频域的信道响应。两个一维的估计只是利用了 LS 算法和 ML 算法,计算复杂度并不高。

4 仿真结果和性能分析

本文分别在 ITU 车速 A 60km/h 和 120km/h 的多径信道下^[8]进行了仿真,仿真参数如表 1 所示。

表 1 系统仿真参数

系统带宽	10MHz
子载波数	1024
循环前缀(CP)	128
采样频率	11.2MHz
子载波间隔	10.94kHz
OFDM 符号时间	102.86 μ s
有用符号时间	91.43 μ s
CP 时间	11.43 μ s
仿真信道	Vehicular Test A 60km/h、120km/h
调制编码方式	QPSK-CTC-1/2
子信道分配方式	PUSC

仿真比较了信道估计采用两个一维级联的算法(图中表示为改进算法)、基于簇的 ML 算法和基于前导符号的 ML 算法时系统的误码率性能。如图 6

和图 7 分别为车速 A 60km/h 和 120km/h 下系统的误码率(Burst Error Rate)随信噪比(E_s/N_0)的变化曲线。

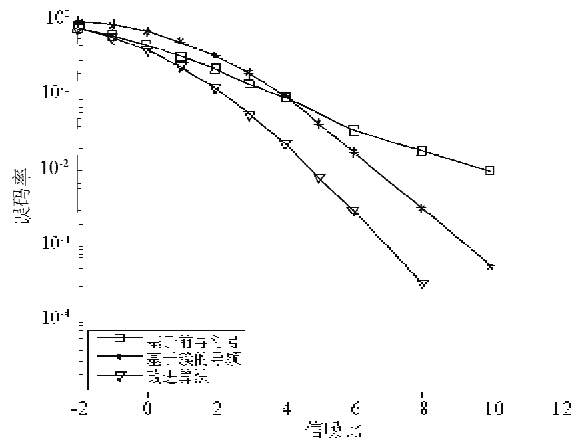


图 6 车速 A 60km/h 信道下系统误码率性能

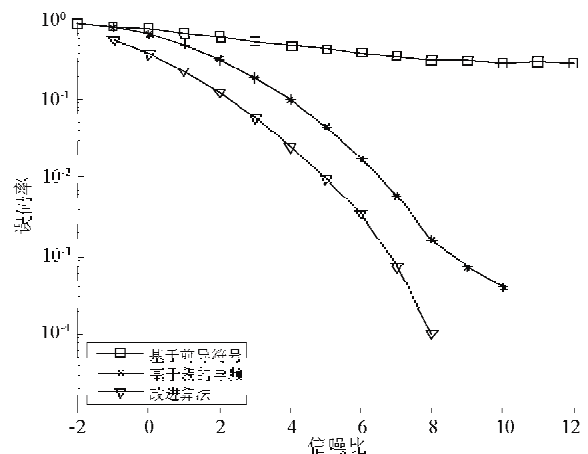


图 7 车速 A 120km/h 信道下系统误码率性能

从以上两图可以看出,利用前导符号进行信道估计的性能最差,在车速 60km/h 的移动环境下,系统的误码率只能下降到 10^{-2} 左右,在车速 120km/h 的移动环境下,已经不能再利用前导符号进行信道估计。因此可知,虽然前导符号的导频子载波具有的 9dB 功率增益,导频密度较大,但是由于前导符号只占下行帧的第一个符号,利用其进行信道估计只适合于慢衰落信道,对于车载移动速度,信道变化迅速,估计出的前导符号子载波处信道响应不再适合作为下行帧其它符号上的信道响应,信道估计性能受到严重影响。

利用簇的导频进行信道估计性能比前导符号好,随着信噪比的增加,系统误码率下降到 10^{-3} 以下。这说明 PUSC 方式下簇的导频分散在整个下行帧的数据中,在高速移动环境下也能较好地跟踪信

道变化。

而相比之下,两个一维信道估计级联的算法性能最好。随着信噪比的增加,系统的误码率曲线始终收敛。达到相同误码率的情况下比基于簇的 ML 算法性能提高 2dB 左右。这是因为快速变化的信道使得相邻 OFDM 符号的信道响应也发生了变化,改进算法采用两个一维估计的级联,首先在时域进行内插滤波,将估计出的数据作为已知导频,然后在频域利用 ML 算法进行估计。时域滤波得到梳状导频结构,更加适合快衰落信道下的应用,在多普勒频移较大时优点更加明显,频域滤波又能有效地对抗信道的频率选择性衰落。

5 结 论

本文提出了一种适用于 IEEE802.16e 系统下行链路的信道估计方法。该方法利用 IEEE802.16e 系统导频的时频结构,采用两个级联的一维信道估计器,首先在时域滤波,利用 LS 算法得到前导符号和簇中导频子载波处的信道响应,然后根据最近原则将前一个符号导频处的信道响应作为下一个符号相同位置子载波处的信道响应,将估计出的数据作为已知导频,从而得到梳状导频结构,最后在频域利用 ML 算法得到所有子载波上的信道响应。在车速 60km/h 和车速 120km/h 多径衰落信道下的仿真结果表明,两个一维信道估计级联的方法提高了系统的误码率性能,能够较好地适应高速移动环境下信

道响应的变化。

参考文献:

- [1] IEEE. IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks part 16: Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems. New York: IEEE, 2006
- [2] 史俊财,胡爱群,关艳峰.基于最小速率保证的 IEEE802.16e 公平调度算法.中国工程科学,2008,10(2):54-59
- [3] 彭木根,李涛,陈宜杰等.移动 WiMAX 系统的关键技术及未来演进.电信科学,2007,23(7):26-32
- [4] Hoeher P, Kaiser S, Robertson P. Two-dimensional pilot-symbol-aided channel estimation by Wiener filtering. In: Proceedings of IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP 1997), Munich, Germany, 1997.1845-1848
- [5] Zhou X W, Zhang Z Y, Cheng P. A practical cluster-based channel estimation method for IEEE 802.16e. In: Proceedings of the 8th International Conference on Signal Processing (IC-SP), Guilin, China, 2006.16-20
- [6] Van de Beek J-J, Edfors O, Sandell M, et al. On channel estimation in OFDM systems. In: Proceedings of the 45th IEEE Vehicular Technology Conference, Chicago, USA, 1995. 2. 815-819
- [7] Deneire L, Vandenameele P, Van der Perre L, et al. A low complexity ML channel estimator for OFDM. In: Proceedings of the 22nd International Congress of Chemotherapy (ICC), Amsterdam, Netherlands, 2001. 5. 1461-1465
- [8] Shen Y, Martinez E. Channel Estimation in OFDM system. Austin: Freescale Semiconductor Inc, 2006

Study on channel estimation for IEEE802.16e systems

Wang Wei^{* **}, Yang Wei^{* **}, Han Dongsheng^{*}

(^{*} State Key Laboratory of Rail Traffic Control and Safety, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044)

(^{**} National Mobile Communications Research Laboratory, Southeast University, Nanjing 210096)

Abstract

Based on the downlink pilot arrangement of IEEE802.16e systems, a novel channel estimation algorithm is proposed. The algorithm adopts two cascaded one dimension (1-D) channel estimators. The first estimator filters in the time domain. According to the nearest rule, the channel response of the former pilot symbol is used as the channel response at the same pilot position in the next symbol, so that the pectionation pilot structure is obtained. The second estimator, which filters in the frequency domain, acquires the channel responses at the whole sub-carriers by the maximum likelihood (ML) algorithm. The simulation results obtained under the channel models of vehicular 60km/h and 120km/h show that the proposed method improves the bit error rate (BER) performance of the systems under high-speed mobile situation.

Key words: IEEE802.16e, orthogonal frequency division multiplexing access (OFDMA), channel estimation