

OFDM 系统中一种新的信道估计方法

张胜利 朱近康 张力力

(中国科学技术大学个人通信与扩频实验室 合肥 230027)

摘要: 在 OFDM 系统中, 传统的基于导频的信道估计算法(如梳状滤波器)都有一个共同的缺点, 就是需要大量的导频符号, 降低了系统的频谱效率。本文主要致力于研究新的信道估计算法, 明确提出了将多径信道的时延估计和幅度估计分开的信道估计方案。对于时延估计, 采用周期性插入块状导频估计时延。对于幅度估计, 提出了一种全新的动态导频方式来估计多径的幅度, 并在数学上证明了这种方法可以节省大量导频。仿真结果表明, 本文提出的新算法和传统信道估计算法相比, 可以节约至少百分之七十的导频, 并且具有性能好, 复杂度低的优点。

关键词: 正交频分复用; 信道估计; 参数化信道模型; 导频; 自适应

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2007)01-0157-04

A New Channel Estimation Method in OFDM Systems

Zhang Sheng-li Zhu Jin-kang Zhang Li-li

(PCN&SS Lab, University of Science and Technology of China, Hefei 230027, China)

Abstract: All the traditional channel estimation methods have the same default: they use too many pilots which decreases the frequency efficiency. The subject of this paper mainly focuses on the research of new algorithms and proposes the channel estimation principle explicitly: separate the estimation of multi-path amplitude and delay. Periodic block type pilot are used for the path delay. And for amplitude, a dynamic pilot pattern is proposed. Simulation shows that, comparing to the traditional low pass filter methods, the proposed method has better performance, lower complexity, and saving more than 70 percent of the pilots.

Key words: OFDM; Channel estimation; Parameterized channel model; Pilot; Adaptive

1 引言

从 1985 年Cimini开创了OFDM在现代移动通信中的应用-到目前为止, OFDM技术已经在多种通信系统中得到应用。由于OFDM技术可以有效地对抗频率选择性衰落信道, 具有更高的频谱利用率, 目前被广泛应用于各种无线通信系统, 如: 数字音频广播系统(DAB), 数字视频广播系统(DVB), 无线局域网(802.11a Wireless LAN, 802.16a WiMax)以及 4G移动通信系统。

在 OFDM 系统中, 如果接收端使用差分调制时不需要信道估计, 如 DAB-T 采用 OFDM+DPSK。差分调制解调可以降低系统的复杂度和导频的数量, 但却损失了信噪比(大约 3dB)。尤其是在宽带 OFDM 系统中, 系统对频偏比较敏感, 所以一般使用相干检测, 如 DVB-T,802.11a, 这时信道估计是 OFDM 系统必须的部分。宽带无线通信中, 信道在时间和频率上都是变化的, 都会对信号造成恶劣影响。所以准确实时的信道估计是 OFDM 通信中一个具有挑战性的课题。

目前的信道估计方法, 总得来说可以分为两类: 基于导频的信道估计方法和盲的信道估计方法。盲估计是指不使用导频信息, 通过相应信号处理技术获得信道的估计值, 目前

提出了很多盲的信道估计方法。其中主要的有基于子空间的^[2]盲信道估计和基于信号的高阶(主要是二阶)统计特性的盲信道估计^①。虽然盲估计不需要传输训练序列, 有效数据传输率高。但是它的缺点是算法复杂、收敛速度较慢, 这就需要大量的数据来估计信道, 很难实时地跟踪快速衰落信道。在新一代无线通信系统中^②, 由于传输速率较高, 并且需要采用相干检测(coherent detection)技术获得较高的性能, 所以主要使用的是基于导频的信道估计。

传统的基于导频的信道估计方法, 为了恢复数据点的信道信息, 插入的导频, 无论时域还是频域, 都要满足奈奎斯特采样定理^③, 所以使用的导频数目都是有限制的。目前, 为了应付快衰落信道, 通常采用梳状(comb)导频, 即导频在频域间隔插入, 在时域每个OFDM符号都插入导频。考虑目前最广泛使用的时域低通滤波器信道估计方法^④, 如果最大多径时延是 256 个采样点, 共有 2048 个子载波, 那么只是用于信道估计的导频不能少于 256 个, 占用了系统 12.5%的带宽, 这是很大的浪费。虽然有一些文献[6]提出了各种新的减少导频的信道估计方法, 但是这些算法使用的导频仍然过多。本文在这里提出的新的信道估计方法, 可以大大减少导频数量(70%), 而且估计的精确度算法的复杂度都要比时域低通滤波器信道估计方法好。

本文后面的章节是这样安排的: 第 2 节介绍采用的

OFDM 系统结构模型和信道模型; 第 3 节具体介绍提出的新的信道估计方法; 在第 4 节给出仿真的结果和分析; 最后是结束语。

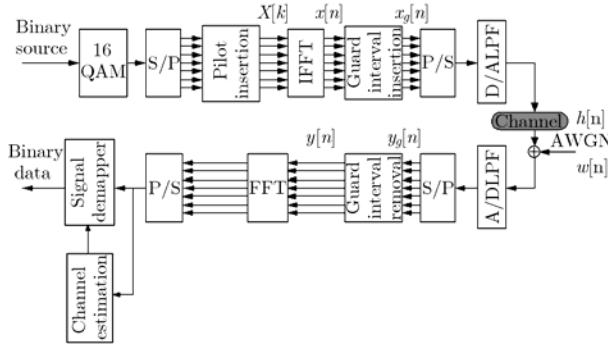


图 1 基带系统结构框图

2 基带系统模型

图 1 是 OFDM 系统的基带模型。已经插入导频的发送信号 $\mathbf{X}[k]$ 经过 IFFT 变化后, 加上循环前缀(保护间隔)从发送端发送出去。接收端在收到经过无线信道衰落的信号后, 首先去掉循环前缀, 然后利用 FFT 变化得到频域的 $\mathbf{Y}[k]$ 信号, 再通过信道估计, 对频域信号进行均衡, 解调出发送信号。其中循环前缀的长度大于最大多径时延的长度, 以保证收到的信号不会受到符号间干扰(ISI)。假设信道是瑞利多径衰落模型, 即

$$\mathbf{h}[n] = \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{h}_l(n) \delta(n - d_l) + \mathbf{w}(n) \quad (1)$$

其中 L 为信道的多径数目, $\mathbf{h}_l(n)$ 为第 l 径的幅度, d_l 为第 l 径的时延(单位为采样间隔), $\mathbf{w}(n)$ 是高斯白噪声。那么接收到的信号可以写为

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}[k] &= \text{FFT}(\mathbf{y}[n]) = \text{FFT}(\mathbf{x}[n] \otimes \mathbf{h}[n] + \mathbf{w}(n)) \\ &= \mathbf{X}[k] \times \mathbf{H}[k] + \mathbf{W}[k] \end{aligned} \quad (2)$$

其中 $\mathbf{H}[k] = \text{FFT}(\mathbf{h}[n])$ 是多径信道的频域响应, $\mathbf{W}[k] = \text{FFT}(\mathbf{w}(n))$ 是高斯白噪声的频域形式, 它仍是和 $\mathbf{w}(n)$ 有相同功率密度的高斯白噪声。信道估计的任务就是得到 $\mathbf{H}[k]$ 的估计值 $\bar{\mathbf{H}}[k]$, 然后用来估计发送信号:

$$\bar{\mathbf{X}}[k] = \mathbf{Y}[k] / \bar{\mathbf{H}}[k] = \frac{\mathbf{Y}[k] \cdot \bar{\mathbf{H}}[k]}{|\bar{\mathbf{H}}[k]|^2} \quad (3)$$

3 新的信道估计方法

宽带无线信道有一些非常独特的性质。首先, 多径是稀疏的, 即多径数目要远小于最大多径时延(采样点数目)。文献[8]利用这个性质, 来提高信道估计的精度。另外一个特性即是: 多径的延时变化速度要远小于多径的复幅度变化速度(包括相位)^[9]。同样有一些文献[10]利用了这一点, 通过连续 OFDM 符号间时延的跟踪来提高信道估计的性能。根据信道的这些特性, 本文提出了一种将多径延时估计和复幅度估计分离的信道估计方法。即在每个 OFDM 符号都插入用于幅度估计的导频, 来应付多径复幅度的快速衰落; 在间隔较多的符号后插入用于多径延时估计的导频。

图 2 为本文提出的信道估计器的工作原理图。图中白色的点表示数据, 灰色的点表示用于时延估计的导频信号, 黑色的点表示用于幅度估计的导频信号。灰色导频信号的插入周期根据时延的变化速度确定, 一般由多普勒频移决定。黑色的导频信号是根据信道的时延信息来确定的。

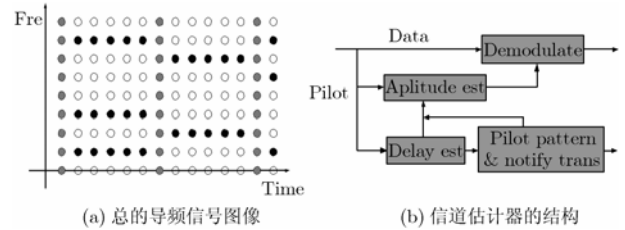


图 2 信道估计器的工作原理

3.1 多径时延估计

考虑到系统复杂度的限制, 多径时延估计采用如下方式。首先导频模式采用在所有子载波上面都插入导频信号的, 类似块状导频图案。然后, 导频点信道信息的估计采用最小平方(LS)估计方式。最后, 将频域估计出来的信道响应变换到时域, 即

$$\mathbf{h} = \text{IFFT}(\mathbf{Y}/\mathbf{P}) \quad (4)$$

然后选择功率最大的 L 径作为实际多径时延, 即

$$d = \arg \max_n \{|\mathbf{h}[n]|\} \quad (5)$$

3.2 多径复幅度估计

假设多径的时延是 d_l , $l \in [0, L-1]$, 幅度为: h_l , $l \in [0, L-1]$ 。如果导频的位置是 $P_0, P_1, \dots, P_{N_p-1}$, 这些位置的信道信息仍然采用最小平方估计(考虑到算法复杂度), 为 $\mathbf{H}_{LS}(P_0), \mathbf{H}_{LS}(P_1), \dots, \mathbf{H}_{LS}(P_{N_p-1})$,

$$\mathbf{H}_{LS}(P_k) = \sum_{l=0}^{L-1} e^{-j2\pi d_l P_k / N} + \mathbf{W}(P_k) \quad (6)$$

写成矩阵的形式, 就是

$$\mathbf{H}_p = \mathbf{A}\mathbf{h} + \mathbf{W} \quad (7)$$

其中 \mathbf{A} 是一个 $N_p \times L$ 的矩阵, 其元素是 $e^{-j2\pi d_l P_k / N}$ 。直观来说, 多径的幅度可以简单地用下面的式子估计:

$$\mathbf{h} = \mathbf{A}^{-1} \mathbf{H}_p + \mathbf{A}^{-1} \mathbf{W} \quad (8)$$

其中 \mathbf{A}^{-1} 是矩阵 \mathbf{A} 的广义逆矩阵。但是, 这里有两个严重的问题, 首先是矩阵求逆是一个十分复杂的过程, 即使 \mathbf{A} 的行数和列数不大, 这个过程也要耗费很多时间。更重要的是, 如果矩阵的范数大于 1, 那么 $\mathbf{A}^{-1} \mathbf{W}$ 将是一个放大的噪声, 这个放大的噪声甚至有可能使最后的结果不可用。

通过选择合适的导频数目和导频位置, 我们就可以使矩阵 \mathbf{A} 的所有列互相正交, 这样有

$$\mathbf{A}^H \mathbf{A} = N_p \mathbf{I}_{L \times L} \quad (9)$$

所以

$$\mathbf{h} = \frac{1}{N_p} \mathbf{A}^H \mathbf{H}_p + \frac{1}{N_p} \mathbf{A}^H \mathbf{W} \quad (10)$$

其中 \mathbf{A}^H 是矩阵 \mathbf{A} 的转置共轭。这样上面提到的两个问题就可以完全解决了。下面介绍这些导频模式是如何确定的。

如果将所有的导频分为两组,且这两组之间满足如下关系:

$$\left. \begin{aligned} P_{N_p/2} &= P_0 + \frac{N}{2^{a_n+1}} \\ P_{N_p/2+1} &= P_1 + \frac{N}{2^{a_n+1}} \\ &\vdots \\ P_{N_p/2+N_p/2} &= P_{N_p/2} + \frac{N}{2^{a_n+1}} \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

同时,如果有两径的时延可以满足 $d_i - d_j = 2^{a_n}(2m+1)$,那么,矩阵 \mathbf{A} 中这两径对应的列是正交的:

$$\begin{aligned} &\sum_{k=0}^{N_p/2-1} e^{-j2\pi d_i P_k/N} e^{j2\pi d_j P_k/N} \\ &= \sum_{k=0}^{N_p/2-1} \left[e^{-j2\pi(2^{a_n}(2m+1))P_k/N} + e^{-j2\pi(2^{a_n}(2m+1))(P_k + \frac{N}{2^{a_n+1}})/N} \right] \\ &= \sum_{k=0}^{N_p/2-1} e^{-j2\pi(2^{a_n}(2m+1))P_k/N} [1 + e^{-j\pi}] = 0 \end{aligned} \quad (12)$$

对任意的两径 i, j , 将其时延之差写为: $d_i - d_j = 2^{a_n}(2m+1)$ 。一个有 L 径的组成的无线信道,对于所有的 $d_i - d_j$, 由 a_n 组成的集合 M 至多有 $L-1$ 个元素,记为: a_0, a_1, \dots, a_{K-1} (证明请参考文献[11])。那么可以按照下面的步骤来构造导频。首先选择一个起始的导频位置 P_0 ,

$$\left. \begin{aligned} P_1 &= P_0 + \frac{N}{2^{a_0+1}}, P_2 = P_0 + \frac{N}{2^{a_1+1}} \\ &\vdots \\ P_{N_p/2} &= P_0 + \frac{N}{2^{a_{K-1}+1}}, P_{N_p/2+1} = P_1 + \frac{N}{2^{a_{K-1}+1}} \dots \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

从这里可以看出来,只要使用 $2^K \leq 2^{L-1}$ 个导频符号,就可以对任意两径 i, j , 找到满足式(11)的一个分类,于是这两径在 \mathbf{A} 中对应的列相互正交。如果选择不同的起始导频位置,可以得到不同的导频模式,但是所有这些模式都满足式(9)。

4 仿真结果和分析

4.1 仿真环境

OFDM 系统共由 2048 个子载波,采样速率为 10MHz,也就是说采样间隔是 $0.1\mu s$ 。信道多径的最大时延是 $25.6\mu s$,即 256 个采样点长度,所以循环前缀的长度是 256,用以抵抗符号间串扰(ISI)。

这里采用的信道模型是 COST207 模型^①。其参数如表 1。COST207 模型是 ETSI 提出的一个普遍适用的信道模型,在 GSM 系统设计以及 3G 初期的设计中发挥了较为重要的作用。最近又被国外多个厂商用于 Beyond 3G 系统设计。

OFDM 符号中使用 256 个导频符号。新的算法在幅度估计时最多使用 $2^{6-1} = 32$ 个导频符号,时延估计每隔 100 个符号做一次,使用 2048 个导频符号。所以,在本文的信道估计过程中,每个 OFDM 符号使用的导频数目不大于 53 个,远小于低通滤波器使用的 256 个导频。在仿真过程中,因为

表1 信道参数

传播路径	时延(μs)	平均功率
0	0	1
1	4-5	0.02514
2	8-9.3	0.0632
3	12-14.5	0.0159
4	16	0.0040
5	20	0.0010

时延估计用的是很成熟的算法,所以本文主要针对复幅度估计(新提出的算法)进行了仿真。具体的做法是:认为时延估计的周期是合适的,在时延估计之前没有发生时延变化的情况。同时,由于循环前缀选择的合适,以及理想的时间和频率同步,本文忽略码间串扰(ISI)和子载波间的干扰(ICI)。

4.2 仿真结果

图 3(a)和图 3(b)比较了在多普勒频移为 200Hz 的时候,新算法和低通滤波器算法的均方误差(MSE)和误码率曲线。图中“New method”代表本文提出的新算法的性能曲线,“Lowpass method”代表时域低通滤波器算法的性能。可以看到,虽然本文算法更简单,使用了更少的导频信号,但是却有比低通滤波器算法更好的性能。随着信噪比的升高,这种直接的性能差距有所减小。之所以我们的新算法有这么好的性能,是因为我们利用了更多的信道信息,包括信道多径数目和延时。这相当于低通滤波器得到时域信道响应后,将那些没有多径位置的点全部置为 0,这样就抑制了高斯噪声的影响,自然性能更好。在高信噪比下,高斯噪声的影响变小,其他噪声如 ICI 等变得越来越显著,所以新算法性能的提升会降低。

图 4(a)和图 4(b)仿真了在信噪比为 20dB,信道估计的性能随多普勒频移的变化而变化的情况。从中,我们可以看

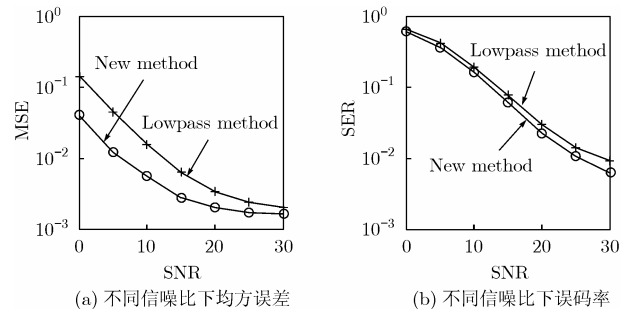


图3 仿真结果

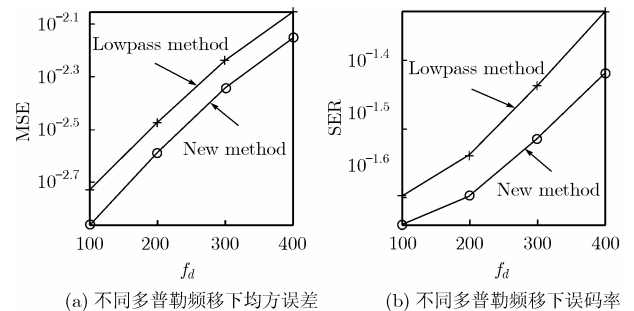


图4 仿真结果

到,随着多普勒频移的升高,信道估计的性能有所降低,这是因为大的多普勒频移不可避免地会带来子载波间的干扰。但是本文提出的新方法在任何多普勒频移的情况下都表现出比低通滤波器的算法更好的性能。

5 结束语

本文的目的是提出一种新的信道估计算法,可以在保证信道估计精度的情况下,减少导频数目,提高系统的频谱利用率。为此,本文在充分利用宽带无线信道性质的基础上,提出了一种多径时延估计和幅度估计分离的信道估计方法。这种方法要求多径的时延慢变(通常情况下这种条件是满足的),可以应付由于多径复幅度的快变引起的信道快衰落,具有很大的理论和实际意义。

参 考 文 献

- [1] Cimini L J. Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing. *IEEE Trans. on Communications*, 1985, 33(7): 665-675.
- [2] Muquet B, Courville M D, and Duhamel P. A subspace based blind and semi-blind channel identification method for OFDM systems. *Signal Processing Advances in Wireless Communications*, 1999: 170-173.
- [3] Muquet B and Courville M D. Blind and semi-blind channel identification using second order statistics for OFDM systems. *Acoustics, Speech and Signal Processing*, 1999: 2745-2748.
- [4] Negi R and Cioffi J. Pilot tone selection for channel estimation in a mobile OFDM system. *IEEE Trans. on Consumer Electronics*, 1998, 44(3): 1122-1128.
- [5] Coleri S, Ergen M, and Bahai A. Channel estimation techniques based on pilot arrangement in OFDM system. *IEEE Trans. on Broadcast*, 2002, 48: 223-229.
- [6] Yang B, Letaief K B, Cheng Roger S, and Cao Zhigang. Channel estimation for OFDM transmission in multipath fading channels based on parametric channel modeling. *IEEE Trans. on Communications*, 2001, 49(3): 467-479.
- [7] Kang, Fie M P, and Gslfand S E. Blind estimation of multipath channel parameters: A modal analysis approach. *IEEE Trans. on Communications*, 1999, 47(8): 1140-1150.
- [8] Han B, Gao Xiqi, You X, Costa E, and Haas H. A novel channel estimation method for OFDM systems in multipath fading. *IEEE International Conference*, 2002: 696-700.
- [9] Tse D. *Fundamentals of Wireless Communication*. Cambridge University Press, 2004.
- [10] Osvaldo Simeone, Yeheskel Bar-Ness, and Umberto Spagnolini. Pilot-based channel estimation for OFDM systems by tracking the delay-subspace. *IEEE Trans. on Wireless Communications*, 2004, 3(1): 315-325.
- [11] Zhang Shengli, Lv Xingzai, and Zhu Jinkang. A new channel estimation method based on parametric channel model in UL OFDM systems. *GMC*, 2004: 481-485.
- [12] Commission of the European Communities. *COST 207: Digital Land Mobile Radio Communications*. Luxembourg: Final Report, Office for official Publications of the European Communities, 1989.

张胜利: 男, 1978 年生, 硕士生, 研究方向为 OFDM 系统中的信道估计等。

朱近康: 男, 1943 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为移动通信及个人通信、扩频通信、通信中的信号处理等。

张力力: 女, 1986 年生, 硕士生, 研究方向为 OFDM 系统中的资源分配、无线通信系统中的跨层设计等。