

# 信道多径检测在 COFDM 系统信道估计中的应用

肖业平, 葛建华, 王 勇

(西安电子科技大学 综合业务网与关键技术国家重点实验室 陕西 西安 710071)

摘要: 研究了 COFDM 解调方案中基于梳状导频的信道估计和内插技术, 针对定时同步误差和信道的多径扩展的影响, 提出了一种新的解决方案, 在这种方案中使用了信道多径检测的技术, 与传统方案相比, 该方案对系统的性能有一定的提高. 提出了信道多径检测的简化算法, 使之可应用于实际系统中.

关键词: COFDM(编码正交频分复用) 梳状导频 信道估计 内插 多径检测

中图分类号: TN913 文献标识码: A 文章编号: 1001-240X(2005)05-0753-05

## The scheme for the identification of the channel impulse response in channel estimation of OFDM systems

XIAO Ye-ping, GE Jian-hua, WANG Yong

(State Key Lab. of Integrated Service Networks, Xidian Univ., Xi'an 710071, China)

**Abstract:** This paper investigates the channel estimation and interpolation technique in the COFDM demodulation scheme. To combat the OFDM symbol timing synchronization offset error and the delay spread of the channel impulse response, it presents a new channel estimation technique suitable for the comb-type pilot scheme. The identification of the channel impulse response is applied in this scheme and a low complexity identification is presented.

**Key Words:** COFDM 梳状导频 信道估计 信道 impulse response

编码正交频分复用(COFDM)技术将是未来宽带移动通信中的一项关键技术,因为它有良好的抗多径衰落性能.它已经在很多高速宽带数字通信领域得到应用:非对称数字用户环路(ADSL)、室内无线局域网 WLAN(802.11a)、数字音频广播(DAB)及数字视频地面广播(DVB-T)等.

COFDM 是特殊的多载波传输方式,它将一个高速单数据流通过多个低速子载波同时并行地传送.在无线传输信道中,传输信号所面临的最大畸变来自于频率选择性多径衰落.在 COFDM 系统中常利用接收到的信号先对信道进行估计,以消除信道衰落对传输数据所叠加的影响.这里主要讨论信道多径检测在基于梳状导频的信道估计中的应用.

## 1 COFDM 系统基带模型

基于频域导频 COFDM 传输方案发送端和接收端框图如图 1 所示.在发送端,在已映射到星座图的信源数据中插入特殊的导频信号,再经过 IFFT 调制为时域信号,为了在信道传输中维持 OFDM 信号的正交性,避免符号间干扰(ISI),每个 OFDM 符号的有用数据通过对其自身的周期性循环扩展来产生一个保护间隔.在接收端,符号定时同步首先确定时域上每个 OFDM 符号的起始位置,随后去掉保护间隔,经过 FFT 变换后,对频域数据做载波校正,校正后的数据经过信道估计,得到当前的信道响应,并通过信道均衡处理以消除信道多径衰落的影响,也有系统中采用自适应均衡技术,再经过解映射和译码器,最终恢复得到原始发送的数据.这一过程可数学描述为:经过理想的符号定时同步处理后,从  $y_g(n)$  中去掉保护间隔,得到

$$y(n) = x(n) \otimes h(n) + u(n) \quad (1)$$

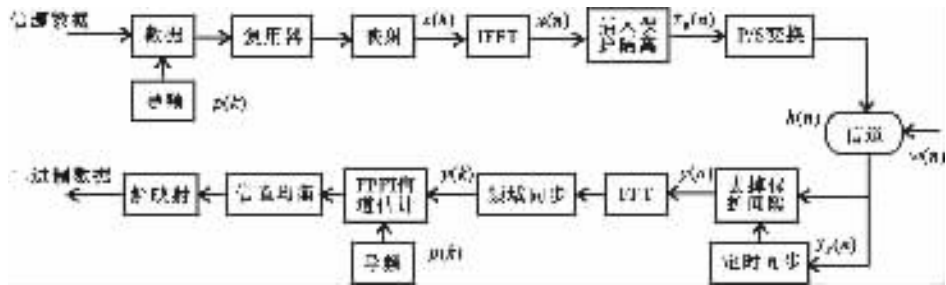


图 1 COFDM 系统基带模型

式中  $h(n)$  为信道脉冲响应, 而  $u(n)$  为加性高斯白噪声. 再经过 FFT 变换, 信号又回到频域:

$$Y(k) = \text{FFT}\{y(n)\} = X(k) \cdot H(k) + W(k) \quad (2)$$

其中  $W(k)$  为高斯白噪声  $u(n)$  的傅里叶变换.

在信道估计时, 从  $Y(k)$  中抽取导频点的值. 由于调制时插入的导频值是已知的, 因此可得到导频位置的信道响应估计值. 在欧洲地面数字电视 DVB-T 标准的 COFDM 传输系统中,  $2k$  模式采用的频域梳状导频插入类型如图 2 所示.

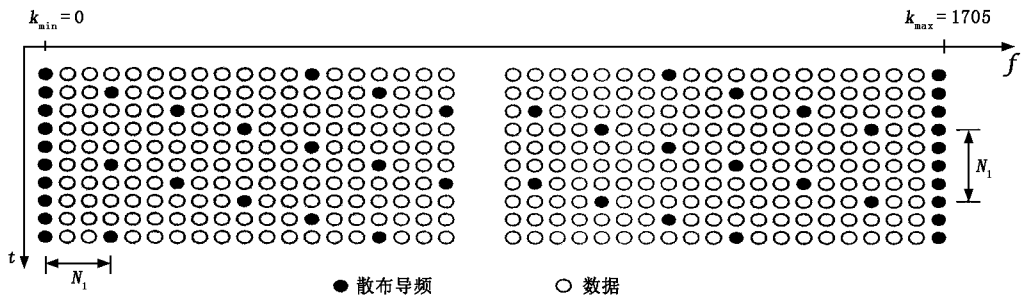


图 2 DVB-T 方案中的 OFDM 导频分布

在图 2 中,  $N_t$  表示时间方向的导频间距,  $N_f$  表示频率方向的导频间距. 数据载波位置的信道响应可通过对导频位置信道响应估计的内插来获得. 下面, 就以 DVB-T 导频模型为例来分析信道估计中的最小平方 (LS) 线性内插估计算法和此算法所遇到的问题.

### 2 LS 线性内插算法以及出现的问题

信道频率响应可通过对导频位置的信道响应在时间和频率方向上做二维内插而得到. 而二维内插又可分解为两个独立的一维内插, 首先在时间上做内插, 时间方向内插完以后再做频率方向上的内插. 因为时间方向的内插不是这里讨论的重点, 首先假定在时间方向上做线性内插. 在频率方向上, 可采用基于 LS 的线性内插, 表示为

$$\hat{H}(l+n, k) = \left(1 - \frac{n}{N_f}\right) \hat{H}_p(l, k) + \frac{n}{N_f} \hat{H}_p(l + N_f, k) \quad , \quad 1 \leq n \leq N_f - 1 \quad (3)$$

式中  $N_f$  表示频率方向上的导频间隔,  $\hat{H}_p(l + N_f, k)$  表示频率  $l + N_f$  时间  $k$  位置上导频点的信道估计. 线性内插无疑是最简单的内插方法, 而且它也能在一定的信道中使用, 比如高斯信道和莱斯信道. 条件是符号定时同步没有大的偏差. 对符号定时同步有大的偏差的情况, 线性内插并不适用. 根据数字信号处理的理论, 时域的信号偏移相当于在频率引入了一个线性相移, 即在频率方向上有相位的快变化. 由于相位的快变化导致的估计偏差如图 3 所示. 符号定时同步的偏差导致这种频率方向上的相位的快变化, 而信道的大多径造成信道频率响应在频率方向上的相位和幅度的同时快变化, 线性内插同样不适用. 针对这种影响的消除, 下面提出解决方案.

### 3 低通滤波内插和信道多径检测调整方案

针对上面提出的问题, 很多种方法被提出. 如最小均方误差 (MMSE) 算法以及它的简化算法线性最小均

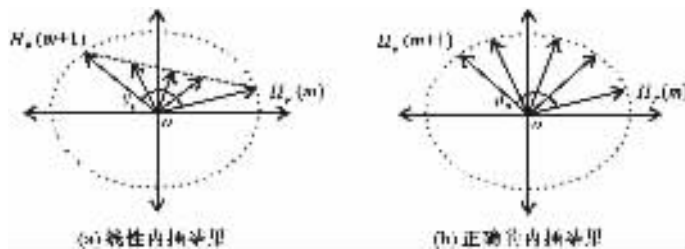


图3 相位的快变化对信道估计的影响

方误差(LMMSE)算法。这两种方法有很好的性能,但其复杂度太高,而且需要有信道的先验知识,因此这两种方法都不太实用。而低通内插滤波算法则是性能和复杂度的一个折中,只要一个FIR滤波器就可实现,只要选择好FIR滤波器的带宽,这种内插滤波器可对抗各种信道,但它是牺牲性能为代价的。根据保护间隔的变化,自适应地改变滤波器的带宽。例如在一个地区,DVB-T发射机工作在 $1/4$ 保护间隔,最大可抗多径 $T_u/4 = 56 \mu\text{s}$ 。滤波器数字带宽为 $\Omega = \tau \Delta f$ , $\tau$ 为多径延时长度, $\Delta f$ 为载波间隔,则系统采用 $1/4$ 保护间隔接收时,低通滤波器的带宽为 $\Omega = T_g \Delta f = 56 \mu\text{s}/224 \mu\text{s} = 0.25$ 。假如系统的保护间隔减小,低通滤波器的带宽要相应减小,以免引入不必要的噪声影响。滤波器的设计原则是滤波器的带宽应稍大于系统的保护间隔。低通内插滤波器的具体设计在数字信号课题中有很详细的叙述,这里不再赘述。前面已经说过,低通滤波内插的方法是复杂度和性能的折中,它的性能并不是最佳。例如对高斯信道和多径宽度很小的信道,如果也采用低通滤波内插的方法,势必引入额外的噪声而影响性能,对于这样的信道,线性内插才是最好的选择。为了达到更好的性能,下面提出采用信道多径检测的方法,具体步骤为:

- (1) 首先找出导频点的位置,求出导频点的信道响应。
- (2) 根据几个符号的导频点的信道响应在时间方向做线性内插。
- (3) 根据时间方向内插以后的信道响应,根据一定的方法检测出信道的多径分布。
- (4) 根据信道的多径分布,通过群时延的方法对同步偏差补偿,根据信道的多径宽度选择合适的内插方法或合适的滤波器系数在频率方向上内插,估计出信道的频率响应。
- (5) 对估计出的信道频率响应做群时延,抵消上一步的群时延,得出正确的信道频率响应。

下面介绍信道多径分布的检测算法以及本文中所提出的降低复杂度的算法。

## 4 信道多径检测算法

时间方向内插以后的信道响应已经带有信道的信息,可提取这些信息。对时间方向内插而得到的信道响应做IFFT得到信道的近似的脉冲响应,从这个脉冲响应可知道信道的大概的多径分布,对信道的多径分布进行分析就可知道如何进行频谱搬移以及用哪一种内插方法可得到最佳的性能。下面介绍一种具体的信道多径检测算法以及它的简化算法。

### 4.1 借助IFFT的信道多径检测算法

时间方向内插以后,可得到导频位置的信道响应值,在其他频率位置补0,然后做 $N$ ( $N$ 为OFDM符号的大小)点的IFFT就可得到信道的脉冲响应。以 $2k$ 模式的DVB-T为例,从OFDM导频分布可知,经过时间方向上的内插,得到569个导频位置的信道响应。对这569个导频值两两中间补两个0,可得到1705个值,对这1705个值前后补0,前172个0,后171个0,可以得到2048个值。然后对这2048个点做2048点的IFFT就可得到信道的近似的脉冲响应。图4是两径强度为0dB,宽度为400采样点的瑞利信道的检测图。图中前 $1/3$ 采样点中的径是所需要的,而后面的多条径是前面的径的映射,这是因为中间补0的结果。前512个采样点就是所要的信道的近似多径分布,而且还能看出符号定时的位置。根据多径分布和定时位置可进行频谱搬移和选择最佳的内插方式,以达到最好的性能。此算法从功能上已经可满足需要,但其复杂度太高,实际系统中并不能应用。下面提出可应用于实际系统中的低复杂度的算法。

### 4.2 减少点数IFFT的信道多径检测算法

和上面的方法一样,此方法也是利用时间内插得到的导频点的信道响应值,但不需要补0,得到导频点的信道响应以后,直接取其中连续的 $N/m$ 个值做 $N/m$ 点IFFT,其中 $m$ 应为2的整数次幂。不补0相当于在

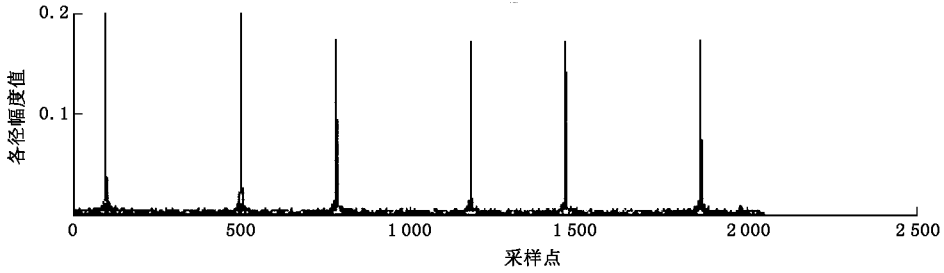


图 4 两径信道的多径检测效果图

原信道响应中  $1/N_f$  抽取, 它的频率增大为  $N_f$  倍. 对各条重要的径可通过式 (4) 来换算

$$i/N = i\_temp / (N_f (N/m)) \quad (4)$$

式中  $i\_temp$  为  $N/m$  点 IFFT 的重要路径的位置, 而  $i$  是把它换算成  $N$  采样点的实际位置, 只要把  $i$  取整数就可得到各重要径的近似位置, 这正是所需要的. 同样以  $2k$  模式的 DVB-T 系统为例, 取  $m = 4$ , 对 DVB-T 系统,  $N = 2048$ ,  $N_f = 3$ ,  $N/m = 512$ , 因此只要做 512 点的 IFFT 就可近似检测出信道的脉冲响应. 如图 5 示, 信道同样是采样图 4 中的两径信道. 从图 5 很容易看出两条径的位置, 通过式 (4) 很容易换算出两条径相对于 2048 采样点的位置, 分别在 100 和 500 处, 这和前面的结果是一样的.

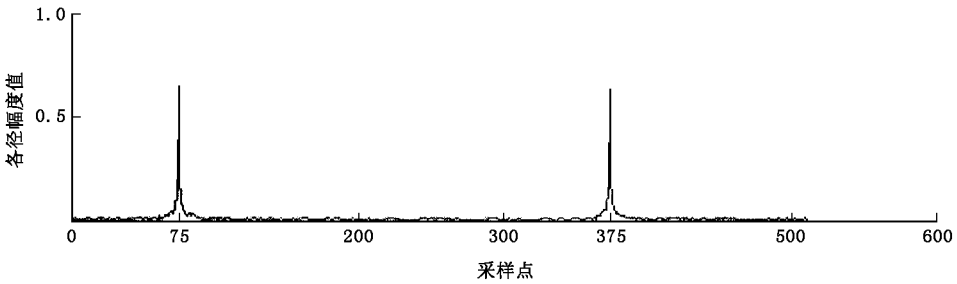


图 5 减少点数信道脉冲响应检测图

从图 5 可看出, 此方法检测出的结果和第 1 种方法是一样的. 但其复杂度大大降低, 其做 IFFT 的点数只要第 1 种方法的  $1/4$ . 从算法的原理可看出, IFFT 的点数可继续减少, 比如做 128 点或者更少点的 IFFT, 只要对检测出的结果进行换算即可, 换算的方法和上文类似, 限于篇幅, 这里不再赘述. 这样系统的复杂度就可大大减小, 因此此算法可应用于实际系统中.

### 5 算法性能仿真

下面以高斯信道为例说明有无信道检测的性能差别. 采用  $SNR = 20$  dB, 保护间隔为  $1/4$  的  $2k$  DVB-T 系统来做仿真. 性能仿真图如图 6.

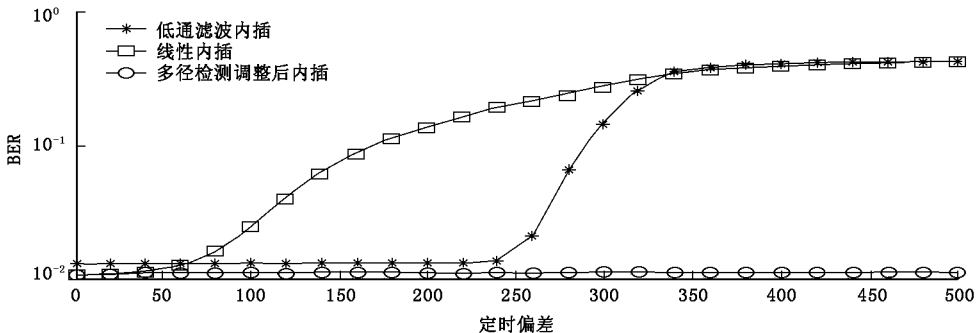


图 6 性能仿真图

从图 6 可看出, 对高斯信道来说, 只要同步定时偏差不大于 256 (低通滤波器的单边带宽), 误码率基本

不变,低通滤波器基本能起作用,但经过多径检测调整后的内插性能更好,而且不管它的符号定时偏差有多大都没关系,当然条件是在 ISI(符号间干扰)自由区.对其他信道来说,只要没有一条径偏移主径(0 点位置的径)超过 256,低通滤波器基本能内插出来,同样它的性能不是最好.在实际的系统中,假如选用的低通滤波器的方法,可对定时同步加以控制,使径的偏移不超过 256.如果对信道进行多径检测,则不必做什么控制.上面所说的 256 是针对保护间隔为  $1/4$  的  $2k$  系统而言的,对其他系统,应该是保护间隔宽度的一半.通过上面的比较可知,信道的多径检测虽然不是必须的,但却能提高系统的性能,可根据需要自己选择.

## 6 结 论

针对符号定时偏差和信道多径扩展,在传统的低通滤波内插的方法基础上加入了信道多径分布的检测.虽然低通滤波的方法基本能解决符号定时偏差和信道多径扩展的问题,但假如信道多径分布的检测调整以后却可达到更好的性能.信道多径检测需要较高的复杂度,但提出的简化算法却能大大地降低其复杂度,使其能应用于实际系统中.

### 参考文献:

- [ 1 ] Digital Broadcasting System for Television, Sound and Data Services. European Telecommunications Standard[ S ]. prETS 300 744( Draft, Version 0. 0. 3 ), 1996.
- [ 2 ] 傅延增,张海林,王育民. OFDM 中的自适应均衡技术[ J ]. 西安电子科技大学学报, 2001, 28( 2 ): 177-181.
- [ 3 ] Jan-Jaap van de Beek, Edfors O, Sandell M. On Channel Estimation in OFDM Systems[ A ]. Proc IEEE 45th VTC[ C ]. Chicago: IEEE, 1995. 815-819.
- [ 4 ] Kyoung M J, Song C. Performance of Channel Estimation Methods for OFDM Systems in Multipath Fading Channels[ J ]. IEEE Trans. on Consumer Electronics, 2000, 46( 1 ): 161-170.
- [ 5 ] Hsieh M H, Wei C H. Channel Estimation for OFDM Systems Based on Comb-type Pilot Arrangement in Frequency Selective Fading Channel[ J ]. IEEE Trans on Consumer Electronics, 1998, 44( 1 ): 217-224.
- [ 6 ] Sanzi F, Speidel J. An Adaptive Two Dimension Channel Estimation for Wireless OFDM with Application to Mobile DVB-T[ J ]. IEEE Trans on Broadcasting, 2000, 46( 2 ): 128-133.
- [ 7 ] Li Ye, Cimini L J, Sollenberger N R. Robust Channel Estimation for OFDM Systems with Rapid Dispersive Fading Channels[ J ]. IEEE Trans on Communications, 1998, 46( 7 ): 157-164.
- [ 8 ] Kang S G, Ha Y M, Joo E K. A Comparative Investigation on Channel Estimation Algorithms for OFDM in Mobile Communication[ J ]. IEEE Trans on Communications, 2003, 49( 2 ): 218-225.

(编辑:李维东)

(上接第 715 页)

### 参考文献:

- [ 1 ] Naguib A F, Tarokh V, Seshadri N, et al. A Space-time Coding Modem for High-data Rate Wireless Communications[ J ]. IEEE J Select Areas Commun, 1998, 16( 8 ): 1459-1478.
- [ 2 ] Woong-Gon Kim W, Ku B, Back L, et al. Serially Concatenated Space-time Codes for High Rate Wireless Communication Systems[ J ]. Electronic Letters, 2000, 36( 7 ): 646-648.
- [ 3 ] Lin Xiaotong, Blum R S. Guidelines for Serially Concatenated Sapce-time Code Design in Flat Rayleigh Fading Channels[ DB/OL ]. <http://ieeexplore.ieee.org/ie15/7353/19940/00923894.pdf>, 2003-12-05.
- [ 4 ] Gulati V, Narayanan K R. Concatenated Codes for Fading Channels Based on Recursive Space-time Trellis Codes[ J ]. IEEE Trans on Wireless Communications, 2003, 2( 1 ): 118-128.
- [ 5 ] Li Ying, Wang Xinmei. The Matching Among Serially Concatenated Space-time Coding Systems[ J ]. Journal of Xidian University, 2003, 30( 1 ): 33-37.
- [ 6 ] Stephan ten Brink. Convergence Behavior of Iteratively Decoded Parallel Concatenated Codes[ J ]. IEEE Trans on Communications, 2001, 49( 10 ): 1727-1737.

(编辑:齐淑娟)

