

一种降低 OFDM 移动通信系统中 LS 信道估计均方误差的算法

李国松 周正欧

(电子科技大学电子工程学院 成都 610054)

摘要: 在基于 OFDM 的移动通信系统中, 针对 LS 信道估计时域结果的构成特点, 同时结合无线信道冲激响应在时域为有限持续长度的特性, 提出一种新的算法估计信道有效阶数, 然后利用该估计值对 LS 信道估计时域结果进行加窗处理以减小 LS 算法中由噪声和子信道间干扰引起的均方误差; LS 算法性能的提高及其对系统误符号性能的改善通过计算机仿真得以验证。

关键词: OFDM, 信道估计, 有效阶数, LS 算法

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2005)09-1454-05

An Algorithm to Reduce MSE of LS Channel Estimation in Mobile OFDM System

Li Guo-song Zhou Zheng-ou

(College of Electronic Engineering, UESTC, Chengdu 610054, China)

Abstract In mobile OFDM system, this paper pays much attention to the character of time domain result of LS channel estimation. At the same time, it is noticed that the character of Channel Impulse Response (CIR) is finite impulse response. A new algorithm is proposed to estimate channel effective order, and then the estimated value is used to truncate the time-domain result of channel estimation achieved by LS algorithm in order to reduce Mean Square Error (MSE) of LS algorithm due to noise and Inter-Carrier Interference (ICI). Performance improvement of LS algorithm and its enhancement on Symbol Error Rate (SER) have been evaluated by computer simulation.

Key words OFDM, Channel estimation, Effective order, LS algorithm

1 引言

OFDM 系统在频域使用一次抽头均衡器实现信道均衡; 为了获得较高的比特率和信道利用率, 系统调制使用多星座点 QAM 调制方式, 解调使用相关检测; OFDM 系统要完成相关检测和信道均衡, 系统需要通过信道估计获得信道状态信息^[1-9]。OFDM 系统中信道估计较经典的算法包括: 文献[1,2,6]中基于频域导频符号(Pilot)的 LS 信道估计, 文献[2,9]中基于频域 Pilot 的最小均方误差(MMSE)信道估计; 文献[7,8]中的盲信道估计; 文献[4,5]中 MIMO 信道估计等。这些算法中, 除文献[1-3,6]直接使用 LS 算法外, 文献[2,9]中的 MMSE 信道估计是以 LS 信道估计结果为基础, 一部分 MIMO-OFDM 系统也使用 LS 信道估计或者以其为基础完成信道估计。在现有的 OFDM 移动通信系统中, 欧洲的 DVB-T 和日本的 MMAC 都采用基于频域 Pilot 的 LS 信道估计; 本文也主要对 OFDM 移动通信系统中的 LS 信道估计算法进行研究。文献[4,8]中提出信道冲激响应(CIR)有效阶数的概念。

如果得到 CIR 有效阶数的估计值, 系统可以利用此估计

值减小 LS 信道估计结果中由噪声和同步误差造成的残留子信道间干扰(ICI)引起的均方误差(MSE)^[1]。文献[2,9]中假设 CIR 有效阶数已知, 并利用该值简化 MMSE 信道估计的计算复杂度。文献[1]以 LS 信道估计结果为基础, 在信噪比(SNR)较高, 同时信道为负指数功率延迟谱的条件下, 得到一种估计 CIR 有效阶数算法; 但两个条件不能满足时, 该算法估计 CIR 有效阶数的性能将要恶化^[1]; 文献[8]中提出的 CIR 有效阶数的判定准则能够有效地检测各种信道的有效阶数, 但算法的前提条件是获得精度较高的自相关矩阵; 在移动通信系统中, 由于信道的时变性, 精度较高的自相关矩阵很难得到。在具有瑞利衰落负指数功率延迟谱的移动通信信道应用环境下, 为了提高 LS 信道估计对噪声和残留 ICI 的性能, 本文提出一种新的估计 CIR 有效阶数算法, 该算法的性能对噪声的影响不敏感, 对信道的功率延迟谱形状无要求; 根据此估计值, 在时域对 LS 信道估计时域结果进行相应的处理, 以减小 LS 信道估计结果中噪声功率和残留 ICI 功率, 以此降低 LS 算法中由二者引起的 MSE。

本文安排如下, 第 2 节描述基于 Pilot 的 LS 信道估计,

第3节给出本文提出的算法,第4节给出本文算法计算机仿真条件及结果,第5节总结全文;在附录中,本文给出信道有效阶数估计算法的推导过程。

2 基于 Pilot 信道估计的 OFDM 系统简述

基于 Pilot 信道估计的 OFDM 系统首先在映射器中根据系统的调制方式对二进制信息进行符号映射,串并转化后插入 Pilot 形成频域序列 $X(K)$;序列 $X(K)$ 调制到工作子载波上,经过逆离散傅里叶变换(IDFT)转化为时域序列 $x(n)$; IDFT 之后加上时间保护间隔(TGI)消除符号间串扰(ISI)^[1-6];信号通过频选时变衰落信道,同时受到加性高斯白噪声(AWGN)的干扰。接收端经过频率偏移估计和频率偏移补偿后,去掉 TGI,信号进行离散傅里叶变换(DFT)实现解调,如果不存在 ISI,文献[2,6]中已经证明:

$$Y(k)=X(k)H(k)+I(k)+W(k) \quad (1)$$

式中 $Y(k)$ 表示接收端第 k 个子载波的接收信号值, $H(k)$ 表示第 k 个子载波的信道频率特性值, $W(k)$ 表示频域 AWGN, $I(k)$ 表示由残余频率同步误差在第 k 个子载波上残余的 ICI。DFT 后,系统利用 Pilot 进行信道估计,以获得 $H(k)$ 的估计值 $\hat{H}(k)$; OFDM 系统在频域对 $Y(k)$ 进行均衡运算,如下式:

$$\hat{X}(k)=Y(k)/\hat{H}(k) \quad (2)$$

对该结果进行判决得到第 k 个子载波上数据符号的估计值,最后系统通过逆映射运算将估计的数据符号恢复为二进制信息。

接收端利用系统插入的频域 Pilot 按照 LS 或 MMSE 准则估计 Pilot 子载波的信道频率响应值,然后根据 Pilot 子载波估计值进行一定的处理,得到系统各个时刻所有工作子载波的信道估计值,最后系统利用信道估计值实现频域均衡^[2],即完成式(2)。本文主要针对 OFDM 移动通信系统中 LS 信道估计进行研究,所以这里只描述 LS 算法,MMSE 算法参见文献[2]。

信道时域冲激响应 LS 算法估计值是按照 LS 准则以 h 为变量最小化式(3):

$$\text{Min}\{(Y_p - X_p F_p h)^H (Y_p - X_p F_p h)\} \quad (3)$$

式(3)中,矩阵 X_p 表示以发射端 Pilot 子载波发射的导频值为主对角线值的对角矩阵, $X_p = \text{Diag}\{[X(0), X(1), \dots, X(N_p - 1)]^T\}$, $N_p = N/D_p$, N 表示 IDFT 的点数,每 D_p 个子载波复接一个 Pilot 符号; Y_p 表示接收端 Pilot 子载波处经过频偏估计和频偏补偿处理后的接收信号向量, $Y_p = [Y(0), Y(1), \dots, Y(N_p - 1)]^T$, F_p 表示 $N_p \times L$ 维傅里叶变换矩阵, L 表示 CIR 长度。得到式(4)^[2]:

$$\hat{h}_{LS} = F_p^H X_p^{-1} Y_p \quad (4)$$

OFDM 系统获得 Pilot 处的信道估计值后,根据插入 Pilot 的方式为 Block 或 Comb,系统进行相应的处理,最后

获得每个 OFDM 符号中各个传输数据子载波的频率特性估计值,也就是获得式(2)中的 $\hat{H}(k)$,完成相关解调,具体的处理算法参见文献[2]。

3 提高 LS 信道估计性能的算法

从式(1)和式(4)可以看到,噪声和残余 ICI 都会引起 LS 信道估计结果的 MSE,如果能够采取一定的方法减小 LS 信道估计结果中噪声和 ICI 功率,那么 LS 信道估计的 MSE 可以得到降低。事实上,实际 OFDM 系统在进行式(4)运算的时候, CIR 的长度 L 是未知的,所以 F_p 的维只能取为 $N_p \times N_p$, LS 信道估计结果 \hat{h}_{LS} 的长度就变为 N_p , CIR 是一个有限冲激响应序列, \hat{h}_{LS} 中超过 L 的部分是由于噪声和 ICI 引起^[1],因此可以利用 \hat{h}_{LS} 中 CIR 与大于 L 的噪声及 ICI 分量时域正交的特性,在时域加一个窗函数来滤出 \hat{h}_{LS} 中阶数超过 L 的部分噪声及 ICI,以此减小 LS 信道估计结果的 MSE^[1]。本文在系统完成频偏估计和频偏补偿处理后的情况下展开讨论,文献[6]中证明:当 OFDM 系统子载波数 N 较大,且数据符号是零均值均匀同分布,式(1)中 $(I(k)+W(k))$ 部分可以等效为一个零均值高斯分布的随机变量^[6],在此以后将噪声和残余的 ICI 等效为一个加性高斯噪声分量,对噪声和残余 ICI 的联合讨论都用对一个加性高斯噪声的讨论来代替。此时 \hat{h}_{LS} 可以等效为 CIR 的真实值 h 向量加上高斯白噪声的结果,即

$$\hat{h}_{LS} = h + w \quad (5)$$

式(5)中, $h = [h(0), h(1), \dots, h(L-1)]^T$; $h(n)$ 表示信道的第 n 阶系数, w 表示时域的加性高斯白噪声向量, $w = [w(0), w(1), \dots, w(N_p - 1)]^T$ 。

在移动通信应用环境中, CIR 向量 h 各阶系数 $h(n)$ 可以等效为式(6)^[2],也就是说信道为负指数功率延迟谱瑞利衰落信道:

$$h(n) = e^{-cn} \times u(n), \quad n=0, 1, \dots, L-1 \quad (6)$$

式(6)中, c 表示信道时间延迟常数,为信道均方时间延迟常数 τ_{mse} 与系统采样间隔 T_s 的乘积, $u(n)$ 为相互独立的零均值复高斯变量。根据式(6), CIR 向量 h 中第 s ($s < L-1$) 阶抽头系数 $h(s)$ 后的各阶系数 $h(s+1) \sim h(L-1)$ 的平均期望功率和噪声功率的比值低于某一检测概率的阈值,因此,从 \hat{h}_{LS} 中估计和检测它们的概率将低于该检测概率,从而,准确估计 CIR 长度的概率比较低^[4,5]。根据文献[4]中提出 CIR 有效阶数的概念,即 CIR 各阶系数中,某阶之前各阶抽头系数的平均期望功率和噪声功率的比值高于某一检测概率的阈值;这样,从 \hat{h}_{LS} 中估计和发现 CIR 有效阶数 s 在实际应用中是可以达到的。

文献[1]在接收信号中存在频率偏移的情况下,首先假设

CIR 的长度为 p , 按照该假设值进行频率偏移估计, 利用该频偏估计值对接收信号进行频偏补偿处理, 然后应用 LS 准则获得频域信道估计值 \hat{H}_{LS}^p , 并用具有相邻假设值 p 的 \hat{H}_{LS}^p 之间差值的向量 2 范数作为判决对象, 即: $\|\hat{H}_{LS}^p - \hat{H}_{LS}^{p-1}\|^2$;

从 1 到 $\text{Min}\{N_p, N_g\}$ 作逐次递增搜索, N_g 表示保护间隔长度, 判决标准为满足式(7)的 p 值:

$$\begin{aligned} \|\hat{H}_{LS}^p - \hat{H}_{LS}^{p-1}\|^2 &\leq \|\hat{H}_{LS}^{p-1} - \hat{H}_{LS}^{p-2}\|^2, \quad \text{同时,} \\ \|\hat{H}_{LS}^p - \hat{H}_{LS}^{p-1}\|^2 &\leq \|\hat{H}_{LS}^{p+1} - \hat{H}_{LS}^p\|^2 \end{aligned} \quad (7)$$

在噪声功率较低, 同时信道为负指数功率延迟谱的前提下, 文献[1]得到上述算法; 当上述条件不能满足时, 该算法不能很好地估计出 CIR 的有效阶数^[1], 这个结论在下面的仿真试验中也会得到印证。为了更准确地估计具有瑞利衰落负指数功率延迟谱信道的有效阶数, 同时减小噪声对估计结果的影响, 本文下面将给出一种新的算法。

根据在加性高斯白噪声中检测高斯信号, 能量检测是均方意义下的最佳判决准则^[10], 由式(5)以及傅里叶变换性质, 进行傅里叶变换后, 频域噪声功率将扩大 N_p 倍, 但信道各阶系数的功率却只能增加 L 倍^[3], 其中 L 为 CIR 的长度, 因此 CIR 各阶系数的能量检测在频域将有 N_p/L 的信噪比损失。为避免这一信噪比损失, 本文提出在时域进行 CIR 各阶系数的能量检测。

为了减小信道各阶系数的衰落起伏对算法判决结果的影响, 本文提出逆向搜索。根据 LS 信道估计时域结果 \hat{h}_{LS} 的构成特点, 同时考虑到无线信道冲激响应在时域为有限冲激响应, 我们注意到信道各阶系数只在 \hat{h}_{LS} 中前 L 点存在; 因此如果搜索过程是从 N_p 递减到 1, 我们以第一次发现具有一定功率的某阶系数为判决 CIR 有效阶数的判决准则, 这样在搜索过程中, 搜索对象中不存在信道系数或存在较小功率的系数, 以此来减小各阶系数的衰落起伏对算法的判决影响。

为了减小算法对噪声的敏感性。在搜索过程中, 我们对小于搜索值一定范围内的系数功率进行局部累加平均; 然后对时域结果 \hat{h}_{LS} 中大于搜索值的各阶系数的功率进行累加平均, 此结果作为噪声功率的估计值, 将两个累加平均值的比值作为判决对象。判决对象的物理意义是 \hat{h}_{LS} 中搜索值附近系数的平均功率与噪声功率的比值; 在有信道系数存在时, 判决对象反映了信道系数的功率相对于噪声功率的大小。通过附录的分析可以看到, 这样相比后, 系统工作的噪声功率变化对算法性能的影响大大削弱。

具体算法描述如下: 定义 \hat{h}_{LS}^s 为

$$\hat{h}_{LS}^s = \left| \hat{h}_{LS}(s) \right|^2, \quad s=1,2,\dots,N_p \quad (8)$$

式(8)中, \hat{h}_{LS}^s 表示 LS 信道估计的结果向量 \hat{h}_{LS} 中第 s 阶系数

$\hat{h}_{LS}(s)$ 幅值的平方。具有 s 的 \hat{h}_{LS}^s 作式(9)运算, 用获得的结果 k_s 作为判决对象, 即

$$k_s = \frac{(\sum_{s=9}^s \hat{h}_{LS}^s) / 2 \times 10}{(\sum_{k=s+1}^{N_p} \hat{h}_{LS}^k) / (2 \times (N_p - s))} \quad (9)$$

判决方法如下: k_s 中的 s 取值不从 N_p 开始, 而从 $N_p - 15$ 开始, 逐渐递减到 1; 为了加快搜索的速度, s 的递减步长取为 5。判决标准为第一次满足式(10)的判决对象中 s 的值被判为 CIR 的有效阶数:

$$k_s \geq 2.55 \quad (10)$$

此标准的推导、虚警概率和检测概率分析见附录。得到了 CIR 有效阶数的估计结果后, 系统就可以进行式(11)的运算获得最后 LS 信道估计的结果 \hat{H}_{LS} :

$$\hat{H}_{LS} = F_p \mathbf{b}^s \hat{h}_{LS} \quad (11)$$

式(11)中, \mathbf{b}^s 表示宽度为 s 的 N_p 维时域窗函数, $\mathbf{b}^s = \text{Diag}\{[b(0), b(1), \dots, b(N_p - 1)]^T\}$; F_p 表示 $N_p \times N_p$ 维傅里叶变换矩阵。根据对式(5)的分析, 此结果能够抑制 LS 信道估计结果中噪声的功率和 ICI 引起的等效噪声功率; 特别是信道的时延扩展较小和系统以 Block 方式插入导频符号进行信道估计的工作环境中, N_p 比 CIR 有效阶数大得多, 这样的处理可以除去更大比例的噪声功率, 所以处理后的 LS 信道估计结果 MSE 性能可以得到更大的提高。针对无线信道冲激响应的特点, 时域窗函数的滚降部分需要先平坦后陡峭: 这样的滚降形式使该时域窗的频域主瓣变窄, 以减小对信道估计结果加窗进行处理而引起信道频率响应的失真。按照该原则我们通过分析比较, 滚降部分选择了汉明时域窗函数, 相应的时域窗函数构造方法如下: 其中, $\text{ceil}(x)$ 表示对 x 上取整。

$$b(i) = \begin{cases} 1, & i \in (1, s) \\ 0.54 + 0.46 \cos\left(\frac{2\pi(i-s)}{\text{ceil}(s/2)}\right), & i \in (s+1, \text{ceil}(s/4)) \\ 0, & i \in (\text{ceil}(s/4)+1, N_p-1) \end{cases} \quad (12)$$

4 仿真结果

本文通过计算机仿真检验了文中提出的利用 CIR 有效阶数估计值提高 LS 信道估计 MSE 性能的有效性。OFDM 系统 DFT 点数 $N=2048$, 调制方式分别为 QPSK 和 16QAM, 工作带宽为 8MHz; 根据附录对 CIR 有效阶数算法的分析, 本文提出的算法对 Block 方式插入导频的工作模式的性能提高要好于 Comb 方式, 所以本文针对 Comb 方式插入导频的工作模式给出仿真结果, 在工作子载波范围内, $D_p=8$, $N_p=N/D_p=256$ 。实际的噪声和残余 ICI 等效为时域的加性高斯白噪声(AWGN); 信道为负指数功率延迟谱的瑞利衰落信

道。信道各阶采样的复高斯变量方差等于 1, 同相和正交分量的方差均为 0.5, 信道延迟常数 c 取 0.04 和 0.12, CIR 长度为 128 阶; CIR 各阶系数峰值功率在仿真中归一化为 1, 图中标注的信噪比(SNR)为 1 与等效噪声功率比值的分贝数; 各仿真的执行次数为 10000 次; 仿真结果如图 2~图 5 所示。信道估计 MSE 的计算如式(13), P 为仿真次数, N 为系统子载波数:

$$\frac{1}{P * N} \sqrt{\sum_{k=1}^P \sum_{j=1}^N \frac{|\hat{H}_{\text{Channel}}(k, j) - H_{\text{Channel}}(k, j)|^2}{|H_{\text{Channel}}(k, j)|^2}} \quad (13)$$

图 2 和图 3 用于比较文献[1]和本文 CIR 有效阶数估计算法性能比较, 横坐标表示采样阶数, 图 1 纵坐标表示信道冲激响应各采样阶系数的幅值; 图 2 和图 3 纵坐标表示文献[1]中的算法和本文算法估计 CIR 有效阶数为该阶的次数占总仿真次数的百分比数。

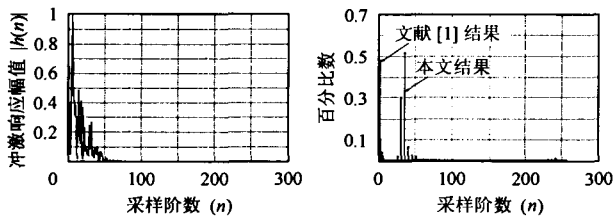


图 1 信道冲激响应各阶系数幅值($c=0.04$) 图 2 文献[1]与本文算法结果比较 $c=0.04, \text{SNR}=10\text{dB}$

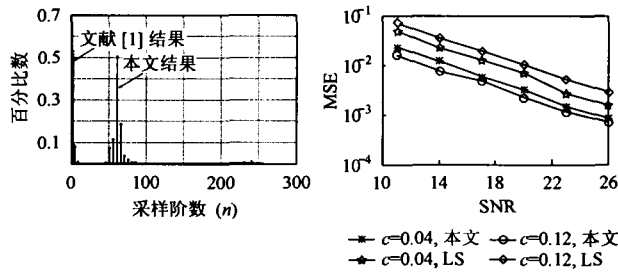


图 3 文献[1]与本文算法结果比较 $c=0.04, \text{SNR}=20\text{dB}$ 图 4 LS 算法与本文算法处理后信道估计 MSE 性能比较

通过图 2 和图 3 可以看到, 文献[1]中的算法受噪声和信道影响很大, 不能准确估计 CIR 有效阶数。在本文提出的算法对 CIR 有效阶数的估计结果中, 最大百分比的 3 个估计结果所占的百分数之和都接近或超过 85%; 概率最大的估计结果附近 10 阶 CIR 系数的平均功率高于噪声功率 3dB 左右, 这与附录分析的结果相吻合; 估计结果以后各阶系数功率的总和最大占信道总功率的 8.5%, 表明估计结果内的信道各阶系数的功率总和占了信道的绝大部分功率。通过对同一信道在不同信噪比中的估计结果比较, 可以看到: 随着噪声功率的减小, CIR 有效阶数估计值 s 加大; 这是因为噪声功率较大时, 有更多信道系数的功率等于或小于噪声功率, 它们

将淹没于噪声中, 根据文献[4]中的定义, 这些系数已经不能看作有效的信道阶数; 而在噪声功率减小时, 它们将成为有效的信道阶数; 所以 CIR 有效阶数估计值会随着噪声的降低而加大。综上所述, 本文提出 CIR 有效阶数估计的算法较好地估计了 CIR 有效阶数。

图 4 到图 6 反映出使用本文提出的算法先估计出 CIR 有效阶数, 然后用此估计值作为时域窗函数的参数对 LS 信道估计时域结果进行加窗处理, 处理后的结果与未处理的 LS 信道估计在系统的信道估计 MSE 和 SER 方面的比较。图 4 反映出在同一信噪比下, 随着信道延迟常数 c 的增大, 也就是 CIR 的有效阶数减小, 信道估计 MSE 性能的改善越明显, 当 $c=0.04$, 处理后的信道估计 MSE 较 LS 信道估计平均下降了 3dB, 当 $c=0.12$, 平均下降 5dB; 此现象可以从式(5)、式(11)和式(12)得到解释, 因为 CIR 有效阶数减小, 但系统 N_p 是一定的, 所以加窗处理除去了更多的噪声能量。从图 5 和图 6 中反映出对于两种调制方式, 在同一信道延迟常数下, 处理后的符号错误率(SER)性能较未处理的 LS 信道估计都有所提高; 在同一信噪比下, 调制方式为 QPSK, $c=0.04$, SER 平均下降 1.2dB, $c=0.12$, SER 平均下降 2dB; 调制方式为 16QAM, $c=0.04$, SER 平均下降 0.5dB, $c=0.12$, SER 平均下降 1dB; 在同一信噪比下, 随着 CIR 的有效阶数减小, 误符号性能的改善越明显, 这是由于经过处理信道估计 MSE 下降得也越明显。我们再分别看图 5 和图 6, 随着 CIR 有效阶数的减小, 系统总体的误符号性能在恶化, 这是由于 CIR 有效阶数越大, 系统获得的时域分集增益越大。

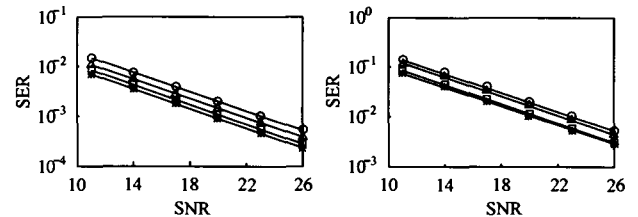


图 5 QPSK 调制方式 SER 性能比较 图 6 16QAM 调制方式 SER 性能比较

5 结束语

本文首先描述 OFDM 系统的基本工作方式, 然后简单分析基于 Pilot 的 LS 信道估计。针对 LS 信道估计时域结果的构成特点, 并结合无线信道冲激响应在时域为有限持续长度的特性, 在基于 OFDM 技术的移动通信系统中, 本文对 LS 信道估计时域结果进行能量检测, 搜索 CIR 有效阶数, 然后利用该估计值对 LS 信道估计时域结果进行加窗处理。理论分析和计算机仿真表明此算法能够很好地得到无线信道有效阶数的估计结果, 并利用该结果降低了 LS 信道估计

由噪声和残余的子信道间干扰引起的均方误差。

附录 CIR 有效阶数判决标准的推导和简单性能分析

(1) 式(12)中判决门限 2.55 的取得。

从式(5), 式(6)和式(10)可以看到 \hat{H}_{LS}^s 服从自由度为 2 的 χ^2 分布, 但是它不是标准的自由度为 2 的 χ^2 分布, 因为其组成分量不是标准的正态分布, 而是方差为 c_s 的正态分布, 在此我们将这样的分布记为 $c_s \times \chi^2$ 分布, c_s 在只存在噪声时由噪声功率决定, 当 CIR 系数存在时, c_s 的值由噪声功率和 CIR 系数功率共同决定。当 $\hat{h}_{LS}(s-9)$ 及其之后没有 CIR 系数存在, 根据 F 分布的定义, 式(11)表示 k_s 是服从参数为 $(2 \times 10, 2 \times (N_p - s))$ 标准 F 分布。根据 F 分布的特点, 当第二参数 $2 \times (N_p - s)$ 大于 30 后, 随第二参数的增加, 具有相同第一参数的 F 分布分位数的减小率低于 1%, 所以 k_s 中的 s 取值不从 N_p 开始, 而从 $N_p - 15$ 开始, 此时 k_s 的第二参数为 $2 \times (N_p - s) = 30$ 。查文献[11]中参数为 $(2 \times 10, 2 \times 15)$ 的标准 F 分布分位数表, k_s 大于 2.55 的概率为 0.01。

(2) 虚警概率和检测概率分析

根据附录(1)中的推导和分析, 随着 s 的减小, k_s 的第二参数加大, k_s 将减小。这在图 2 和图 3 中可以看到, 在 s 取值靠近 $N_p - 15$ 时, 按照算法的处理出现虚警的概率较大, 在 s 取小于 $N_p - 15$ 的值后, 虚警出现的概率非常低。因此, 按照式(12)的判决标准, 系统的虚警概率可以认为最大是 1%。如果 $\hat{h}_{LS}(s-9) \sim \hat{h}_{LS}(s)$ 中有 CIR 系数存在, 并且这 10 阶系数的平均功率只比噪声功率高 3~6dB, 根据式(6), 向量 \hat{h}_{LS} 中的元素 $\hat{h}_{LS}(s)$ 之后 CIR 系数的总功率大大低于噪声总功率, 因此, 式(11)中等式右边分母的运算可近似为只对噪声分量进行的运算; 同时, k_s 的第二参数也已经足够大, 式(11)中等式右边分母的运算结果可以近似为自由度为 1 的 $c_s \times \chi^2$ 分布随即变量的期望运算结果, 由 χ^2 分布以及 \hat{H}_{LS}^s 的性质可知, 自由度为 1 的 $c_s \times \chi^2$ 分布随即变量的期望运算结果为 c_s ; 根据式(11)和式(10)以及对 \hat{H}_{LS}^s 的分析, k_s 将服从自由度为 20 的 $(1+r_s)/20 \times \chi^2_{20}$ 分布, r_s 的值由 $\hat{h}_{LS}(s-9) \sim \hat{h}_{LS}(s)$ 中 CIR 系数平均功率和噪声功率 c_s 比值确定; 当 $\hat{h}_{LS}(s-9) \sim \hat{h}_{LS}(s)$ 中有 CIR 系数的平均功率比噪声功率高 3dB, $r_s=2$ 。由式(12), 再查文献[11]中 χ^2 分布分位数表, 满足式(12)的概率为 70%, 即检测概率为 70%。同理, 当 $\hat{h}_{LS}(s-9) \sim \hat{h}_{LS}(s)$ 中有 CIR 系数的平均功率比噪声功率高 6dB, $r_s=4$, 检测概率为 98%。

如果式(12)中门限值取为 2.83, 虚警概率降低为 0.5%, $r_s=2$ 的 CIR 系数检测概率也变为 50%, $r_s=4$ 的 CIR 系数检测概率也变为 90%。

由附录(2)的分析可以看到, 式(12)中门限值的选择是一个在虚警概率和检测概率之间的折衷。门限值越高, 虚警概率越低, 但具有相同功率的 CIR 系数的检测概率也要降低; 反之, 门限值降低, 具有相同功率的 CIR 系数的检测概率会有所提高, 但同时虚警概率也要提高。

参考文献

- [1] Wu Song-ping, Bar Ness Y. OFDM channel estimation in the presence of frequency offset and phase noise. ICC '03 IEEE International Conference on Communications, 11-15 May, 2003 Vol.5: 3366 - 3370.
- [2] Coleri Sinem, Ergen Mustafa, Puri Anuj, Bahai Ahmad. Channel estimation techniques based on pilot arrangement in OFDM systems. *IEEE Trans. on Broadcasting*, 2002, 48(3): 223 - 229.
- [3] 李国松, 周正欧. 固定波形时间保护间隔 OFDM 系统循环卷积特性研究. *信号处理*, 2004, 20(1): 35 - 39.
- [4] Li Y, Seshadri N, Ariyavisitakul L. Channel estimation for OFDM systems with transmitter diversity in mobile wireless channel. *IEEE J. on Select. Areas Comm.*, 1999, 17: 461 - 471.
- [5] Xie Yong-zhe, Georgiades C N. Two EM-type channel estimation algorithms for OFDM with transmitter diversity. *IEEE Trans. on Comm.*, 2003, 51(1): 106 - 115.
- [6] Zhao Yu-ping; Huang Ai-ping. A novel channel estimation method for OFDM mobile communication systems based on pilot signals and transform-domain processing. *IEEE 47th VTC*, 4-7, May, 1997, vol.3: 2089 - 2093.
- [7] Roy S, Li Cheng-yang. A subspace blind channel estimation method for OFDM systems without cyclic prefix. *IEEE Trans. on Wireless Comm.*, 2002, 1(4): 572-579.
- [8] Liavas Athanasios P, Regalia Phillip A, Delmas Jean-Pierre. Blind channel approximation: effective channel order determination. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1999, 47(12): 3336 - 3344.
- [9] Li Y, Cimini L J, Sollenberger N R. Robust channel estimation for OFDM systems with rapid dispersive fading channels. *IEEE Trans. on Comm.*, 1998, 46(7): 902 - 915.
- [10] 刘福声, 罗鹏飞. *统计信号处理*. 长沙: 国防科技大学出版社, 1999: 第 8 章.
- [11] 陆璇. *数理统计基础*. 北京: 清华大学出版社, 1998, 附录 V.

李国松: 男, 1973 年生, 博士生, 研究移动通信系统结构和信道估计.

周正欧: 男, 1940 年生, 教授, 主要研究数字宽带通信技术、探地雷达系统和探地雷达技术.