

基于小波块阈值降噪的 OFDM 系统信道估计算法

杨永立¹ 刘 建² 朱光喜²

(武汉科技大学信息科学与工程学院 武汉 430081)¹ (武汉国家光电实验室 武汉 430074)²

摘 要 提出了基于小波块阈值降噪的 OFDM 信道估计算法。该算法通过对最小二乘信道估计算法的结果进行小波块阈值降噪来提高信道估计性能。与传统信道估计算法相比,块阈值降噪算法由于利用了信道频率响应小波系数的局部相关性,在仅增加少量运算量的前提下,大大降低了信道估计的均方误差、系统的误符号率和计算复杂度,运算量仅正比于有效子载波数,且在系统 CP 长度小于信道多径时延扩展时算法仍然可以保持很好的性能。数值仿真结果证明了上述结论的正确性。

关键词 OFDM,信道估计,小波降噪,块阈值

中图分类号 TN911.23 **文献标识码** A

Channel Estimation Based on Block-thresholding Wavelet Denoising for OFDM System

YANG Yong-li¹ LIU Jian² ZHU Guang-xi²

(Wuhan University of Science and Technology, Wuhan 430081, China)¹

(Wuhan National Laboratory for Optoelectronics, Wuhan 430074, China)²

Abstract A block-thresholding wavelet denoising based channel estimation algorithm was proposed. The algorithm improved the channel estimation performance by denoising the channel frequency function estimated by Least Square Estimator using block thresholding wavelet denoising. Compared with the conventional algorithms, block thresholding wavelet denoising algorithm utilized the local correlation of the wavelet coefficients, so using the proposed method the mean square error and symbol error rate can be reduced greatly, and the computation complexity is only linearly proportional to the number effective subcarriers. The proposed method also poses good robustness when the CP length of the system is shorter than the delay spread of the channel. Numeric simulations show the performance improvement of the proposed algorithm to the conventional ones.

Keywords OFDM, Channel estimation, Wavelet denoising, Block thresholding

1 引言

信道估计在本质上可以看作函数估计问题,也就是用含噪声的观测序列通过滤波或回归等方法尽可能准确地估计出信道响应的真实值^[1,2]。本文提出了一种利用小波块阈值降噪的信道估计方法,该方法首先利用简单的方法估计出观测数据的信噪比,然后利用该信噪比计算最优块长,并对观测数据的小波系数进行分块阈值降噪,降噪后的小波系数可以重构出待估计信道的频率响应函数。

该方法不需要除观测数据外的任何先验知识,得到的信道估计器性能优于基于 DFT 的算法且计算复杂度比基于 DFT 的算法低,仅为 $O(N)$ 。其最大的优点是算法对 CP 长度不敏感,也就是说即使 CP 长度比最大多径长度短,该算法也能保持估计精度且基本没有误差平台。

本文第 2 节首先对系统进行简单的描述并简介小波阈值降噪在信道估计中的应用现状;第 3 节在简单介绍常用的小

波降噪算法的基础上对基于块阈值降噪的函数估计算法进行描述;第 4 节给出基于小波阈值降噪信道估计算法的实现;第 5 节对提出的算法进行数值仿真并分析算法的性能;最后给出本文的总结。

2 系统描述

考虑图 1 所示的系统模型。

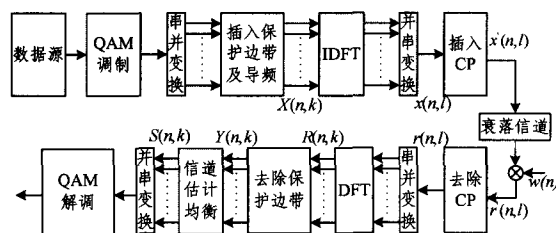


图 1 典型的带 OFDM 无线通信系统

本文首先假定:通过采用循环前缀(Cyclic Prefix, CP)可

到稿日期:2010-07-12 返修日期:2010-11-16 本文受国家自然科学基金项目(60802009)和“十一五”国家 863 计划课题项目(2008AA01Z204)等资助。

杨永立(1971—),男,博士,副教授,主要研究方向为宽带无线移动通信及多媒体信息处理、网络化自动控制系统, E-mail: yangyongli. wh@gmail.com; 刘 建(1977—),男,博士,主要研究方向为宽带移动通信系统和计算机网络; 朱光喜(1945—),教授,博士生导师,主要研究方向为宽带移动通信系统、数字视频编码、传输及应用。

以保证子载波间的正交性并完全消除相继 OFDM 符号间的符号间干扰 (Inter-symbol Interference, ISI), 信道在一个 OFDM 符号间隔内保持不变, OFDM 符号的子载波数为 N , CP 长度为 N_{cp} 个采样点, 一个数据帧中包含 M 个 OFDM 符号。在这种场景下, 接收端在频域第 n 个 OFDM 符号的第 k 个子载波上的信号可以写成^[3]:

$$Y[n, k] = H[n, k] \cdot X[n, k] + I_1[n, k] + W[n, k], k=0, 1, \dots, N-1 \quad (1)$$

式中, $Y[n, k]$, $H[n, k]$, $X[n, k]$, $I_1[n, k]$, $W[n, k]$ 分别表示频域第 n 个 OFDM 符号的第 k 个子载波上的接收信号、信道响应、发送信号、ICI 干扰及时域和频域都独立且同分布的高斯白噪声。根据中心极限定理, $I_1[k]$ 和 $W[k]$ 两项可以用一个独立同分布的复高斯白噪声过程建模, 即:

$$\begin{aligned} Y[n, k] &= H[n, k] \cdot X[n, k] + Z[n, k] \\ Z[n, k] &= W[n, k] + I_1[n, k] \end{aligned} \quad (2)$$

根据式(2), 导频处的信道估计值可以表示为:

$$\hat{H}(n_p, k_p) = \frac{Y(n_p, k_p)}{X(n_p, k_p)} + \frac{Z(n_p, k_p)}{X(n_p, k_p)} \quad (3)$$

式中, (n_p, k_p) 表示导频在 OFDM 帧中的位置; n_p 表示帧中 OFDM 符号的序号; k_p 为 OFDM 符号中的导频子载波序号。

为了能够在信道估计中消除插值引入的误差, 考虑将插值和滤波两个过程分开进行: 首先对导频处的信道估计值进行二维插值, 得到所有子载波上的信道估计值:

$$\tilde{H}(n, k) = Q\tilde{H}(n_p, k_p) = \frac{Y(n, k)}{X(n, k)} + \frac{Z(n, k)}{X(n, k)} + I_2(n, k) \quad (4)$$

式中, $I_2(n, k)$ 为插值误差。式(4)中的后两项可以建模为独立同分布的复高斯白噪声。此时, 可以将式(4)表示为:

$$\tilde{H}(n, k) = H(n, k) + r_H(n, k) \quad (5)$$

式中, $r_H(n, k)$ 为建模式(4)中两个噪声项的循环平稳复高斯白噪声过程。

式(5)符合非参数回归方程的形式, 因而可以用非参数回归求得信道复增益 $H(n, k)$ ^[1,2]。本文将采用小波块阈值降噪方法求取式(5)中 $H(n, k)$ 的估计值 $\hat{H}(n, k)$ 。

3 小波阈值降噪算法

3.1 小波变换简介

小波变换是一种加窗时频变换, 与 Garbor 变换不同, 其时频窗的形状是可变的, 也就是说时间分辨率和频率分辨率都可变, 但是时频窗口的面积保持固定, 即时频窗口为面积固定的矩形。小波变换的上述特点, 使得它可以在信号低频部分得到较高的频率分辨率和较低的时间分辨率, 而在高频部分得到较高的时间分辨率和较低的频率分辨率, 对信号具有很强的适应性, 因此有“数学显微镜”的美誉^[4,5]。

所谓小波变换, 就是利用尺度函数 $\phi(x)$ 和小波函数 $\psi(x)$ 对满足特定正则性条件的函数进行分解和重构^[4,6,7]。其中 $\int \phi(x) dx = 0$, $\int \phi^2(x) dx = 1$, $\psi(x)$ 可以由 $\phi(x)$ 得到。一个满足平方可积函数 $f(x)$ 在给定区间 $[a, b]$ 上可以用 $\phi(x)$ 和 $\psi(x)$ 展开如下:

$$f(x) = \sum_{k=0}^{2^j} \beta_{j0k} \phi_{j0k}(x) + \sum_{j=j_0}^{J-1} \sum_{k=1}^{2^j} \eta_{jk} \psi_{jk}(x) \quad (6)$$

式中, $\phi_{jk}(x) = 2^{j/2} \phi(2^j x - k)$, $\psi_{jk}(x) = 2^{j/2} \psi(2^j x - k)$; $\beta_{jk} = \int f(x) \phi_{jk}(x) dx$, $\eta_{jk} = \int f(x) \psi_{jk}(x) dx$ 分别为尺度系数和小波

系数。

考虑含噪声模型:

$$y = f(x) + \epsilon, x \in [a, b] \quad (7)$$

式中, ϵ 为独立同分布噪声, $E\{\epsilon\} = 0$, $E\{\epsilon^2\} = \sigma_\epsilon^2 < \infty$, 则 y 的小波分解系数中将包含噪声, 此时:

$$y = \sum_{k=0}^{2^j} \tilde{\beta}_{j0k} \phi_{j0k}(x) + \sum_{j=j_0}^{J-1} \sum_{k=1}^{2^j} \tilde{\eta}_{jk} \psi_{jk}(x) \quad (8)$$

式中, $\tilde{\beta}_{jk}$ 为含噪声尺度系数, $\tilde{\eta}_{jk}$ 为含噪声小波系数。

小波降噪的目的就是对式(8)中的含噪声小波系数 $\tilde{\eta}_{jk}$ 进行线性或非线性变换来消除系数中的噪声, 然后用降噪后的小波系数重构出待估计的函数 $f(x)$ ^[6,7]。

下面讨论基于小波变换的估计器^[4]。

为了估计式(7)中的 F , 定义一个变换算子 $\mathbb{W}$, 用 $\mathbb{W}$ 对观测变量进行变换可以得到 F 的估计:

$$\hat{F} = \mathbb{W}[y] \quad (9)$$

则可以采用简单的均方误差损失函数:

$$L = E\{\|f - \mathbb{W}[y]\|^2\} \quad (10)$$

文献[4]指出, 对式(10)给出的风险函数而言, 在利用小波变换完成式(9)的估计时, 非线性小波阈值估计是渐近最优估计。

3.2 小波阈值估计简介

小波阈值估计是一类对角估计算子^[4], 假定我们选取一组规范正交小波基 $G = \{g_m\}_{m=0}^{N-1}$, 则式(7)可以在基 G 下进行分解:

$$Y_G = X_G + W_G \quad (11)$$

式中, $Y_G(m) = \sum_{m=0}^{N-1} Y \cdot g_m$; $X_G(m) = \sum_{m=0}^{N-1} X \cdot g_m$; $W_G(m) = \sum_{m=0}^{N-1} W \cdot g_m$ 。

则式(11)也可以记为:

$$Y_G(m) = X_G(m) + W_G(m), m=0, 1, \dots, N-1 \quad (12)$$

可以证明, 如果 ϵ 为独立同分布白噪声, $E\{\epsilon\} = 0$, $E\{\epsilon^2\} = \sigma_\epsilon^2 < \infty$, 则 $W_G(m)$ 也是白噪声, 且 $E\{W_G(m)\} = 0$, $E\{W_G^2(m)\} = \sigma_\epsilon^2$ 。

则小波阈值估计可以用式(13)表示:

$$\hat{F} = \sum_{m=0}^{N-1} d_m(Y_G(m)) g_m \quad (13)$$

式中, $d_m(x)$ 为一个确定性的阈值函数, 该算法对变换系数逐个进行阈值操作, 然后用加阈值后的系数进行重构。在观测噪声为白噪声时, 式(13)为 X_G 的一个渐近最优估计器^[4]。

在基于小波的估计中, 常用阈值函数包括硬阈值、软阈值以及它们的改进形式^[6,7]。

硬阈值:

$$d_{mH}(x) = \begin{cases} x, & |x| > T \\ 0, & |x| \leq T \end{cases} \quad (14)$$

软阈值:

$$d_{mS}(x) = \begin{cases} x - T, & x \geq T \\ 0, & |x| < T \\ x + T, & x \leq -T \end{cases} \quad (15)$$

式中, T 为预先确定的阈值。Donoho 和 Johnstone 证明如果选取 $T = \sigma_\epsilon \sqrt{2 \cdot \ln N}$, 则对所有 $N \geq 4$, 小波阈值估计器是渐近最优的, 在 N 较大时可以达到用 Oracle 估计器得到的下界, 此时噪声的最大幅值大于 T 的概率趋近于零^[8]。

对式(7)进行 J 层离散二进小波变换可得:

$$y = \sum_{k=0}^{2^j} \tilde{\beta}_{j_0 k} \phi_{j_0 k}(x) + \sum_{j=j_0 k=1}^{J-1} \sum_{k=1}^{2^j} \tilde{\eta}_{j_0 k} \psi_{j_0 k}(x) \quad (16)$$

式中, $\tilde{\beta}_{jk} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{m=0}^{N-1} y \cdot \phi_{jk}(x)$, $\tilde{\eta}_{jk} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{m=0}^{N-1} y \cdot \psi_{jk}(x)$ 分别为离散的二进尺度系数和小波系数; $\phi_{jk}(x)$ 和 $\psi_{jk}(x)$ 分别为离散正交小波的尺度函数和小波函数。

则式(7)的小波阈值估计器可以记为:

$$\hat{f} = \sum_{k=0}^{2^j} \hat{\beta}_{j_0 k} \phi_{j_0 k}(x) + \sum_{j=j_0 k=1}^{J-1} \sum_{k=1}^{2^j} d_m \tilde{\eta}_{j_0 k} \psi_{j_0 k}(x) \quad (17)$$

式中, $d_m(x)$ 为前述小波硬阈值函数或小波软阈值函数。

上述两个小波阈值估计器的性能很接近, 虽然出现了很多改进的阈值方案, 但对性能的提高都有限^[8]。

4 基于小波块阈值降噪的信道估计算法

前面讨论的小波阈值估计算法假定所有的小波系数都是独立的^[9], 但这显然是不完全正确的。因此, 需要寻求能够利用小波系数相关性或者能保留具有相关性的小波系数的方法。

为了解决这个问题, Peter Hall 和 Spiridon Penev 等人 1997 年提出了基于分块的小波阈值估计算法^[10], 该算法对小波分解后的各层小波阈值分块, 然后根据每个块的能量均值是否大于预先设定的阈值来决定对应的系数块是保留还是置零。

对式(17), 我们记:

$$\tilde{\Theta} = (\tilde{\beta}_{j_0 1}, \tilde{\beta}_{j_0 2}, \dots, \tilde{\beta}_{j_0 2^{j_0}}, \tilde{\eta}_{j_0 1}, \tilde{\eta}_{j_0 2}, \dots, \tilde{\eta}_{j_0 2^{j_0}}, \dots, \tilde{\eta}_{(J-1)1}, \dots, \tilde{\eta}_{(J-1)2^{J-1}}) \quad (18)$$

式中, $\tilde{\beta}_{j_0 k}$ 相当于 y 的低频部分, 而 $\tilde{\eta}_{j_0 k}$ 称 $Y(m)$ 的细节, 相当于 y 的高频部分。由式(10)可知, $\tilde{\eta}_{jk}$ 中包含了 f 的快速变化的分量即细节部分和观测噪声, 即:

$$\tilde{\eta}_{jk} = \eta'_{jk} + \frac{1}{\sqrt{N}} \epsilon_{jk} \quad (19)$$

式中, η'_{jk} 是对 X 的细节的逼近, ϵ_{jk} 为观测噪声的小波分解系数。

利用式(19)和式(20)可对式(18)中的小波系数进行如下块阈值操作^[6,7,9]:

(a) 对每个分解层次 j , 将 $\tilde{\Theta}$ 中的 $\tilde{\eta}_{jk}$ 划分为互不重叠的长度为 L_B 的分组 B_{jb} , 在边界处可以缩短分组的长度以保证包含所有的 $\tilde{\eta}_{jk}$ 且各组之间没有重叠, 即:

$$B_{jb} = \{\tilde{\eta}_{jk} | (b-1)L_B + 1 \leq k \leq bL_B\} \quad (20)$$

(b) 定义 $P_{jb} = \sum_{k \in B_{jb}} \|\tilde{\eta}_{jk}\|^2$, 即为块 B_{jb} 中含噪声数据的能量。则块阈值策略可以表达为:

$$\hat{\eta}_{jk} = \begin{cases} (1 - \lambda L_B \sigma_\epsilon^2 / P_{jb}) \tilde{\eta}_{jk}, & (1 - \lambda L_B \sigma_\epsilon^2 / P_{jb}) > 0 \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad \forall k \in B_{jb} \quad (21)$$

利用式(21)中得到的小波细节估计 $\hat{\eta}_{jk}$ 和式(19)中的尺度系数 $\tilde{\beta}_{jk}$ 进行重构, 得到 $f(x)$ 的估计:

$$\hat{f}(x) = \sum_{k=0}^{2^j} \tilde{\beta}_{j_0 k} \phi_{j_0 k}(x) + \sum_{j=j_0 k=1}^{J-1} \sum_{k=1}^{2^j} \hat{\eta}_{j_0 k} \psi_{j_0 k}(x) \quad (22)$$

由于只需要 $f(x)$ 在区间 $[a, b]$ 的等间隔采样点上的估计值, 因此式(18)和式(23)可以用快速小波变换进行计算, 其计算复杂度仅为 $O(N)$ 。

文献[1,2,4]利用假设检验方法指出, 小波块阈值降噪算法用到的两个关键参数: 块长 L_B 和阈值系数 λ 可分别取为 $L_B =$

$\ln n, \lambda = 0.450245$, 小波基本分解的层数 $j_0 = \lceil \log_2(\ln N) \rceil$ 。

综上所述, 基于小波块阈值估计的 OFDM 信道估计算法可以描述如下:

(a) 对接收的一帧 OFDM 数据, 利用式(3)估计导频处的信道增益值 $\tilde{H}(n_p, k_p)$:

$$\tilde{H}(n_p, k_p) = \frac{Y(n_p, k_p)}{X(n_p, k_p)} + \frac{Z(n_p, k_p)}{X(n_p, k_p)}$$

(b) 利用式(4)对上述估计值进行插值, 这里可以采用较简单的线性插值, 得到所有子载波处的信道复增益 $\tilde{H}(n, k)$:

$$\tilde{H}(n, k) = Q \tilde{H}(n_p, k_p) = \frac{Y(n, k)}{X(n, k)} + \frac{Z(n, k)}{X(n, k)} + I_2(n, k)$$

(c) 对其中的第 n_0 个符号的信道复增益 $\tilde{H}(n_0, k)$, 将其保护边带对应的子载波的信道复增益置零。对 $\tilde{H}(n_0, k)$ 进行二进离散正交小波变换, 得到尺度系数和小波系数(由于本文仅考虑频率选择性信道, 且认为理想同步, 因此暂不考虑符号间干扰, 所以这一步可以逐符号进行):

$$\tilde{\Theta} = (\tilde{\beta}_{j_0 1}, \tilde{\beta}_{j_0 2}, \dots, \tilde{\beta}_{j_0 2^{j_0}}, \tilde{\eta}_{j_0 1}, \tilde{\eta}_{j_0 2}, \dots, \tilde{\eta}_{j_0 2^{j_0}}, \dots, \tilde{\eta}_{(J-1)1}, \dots, \tilde{\eta}_{(J-1)2^{J-1}})$$

(d) 利用式(20)和式(21)对 $\tilde{\Theta}$ 进行阈值处理, 得到 $\tilde{\Theta}$ 的估计值 $\hat{\Theta}$:

$$\hat{\Theta} = (\hat{\beta}_{j_0 1}, \hat{\beta}_{j_0 2}, \dots, \hat{\beta}_{j_0 2^{j_0}}, \hat{\eta}_{j_0 1}, \hat{\eta}_{j_0 2}, \dots, \hat{\eta}_{j_0 2^{j_0}}, \dots, \hat{\eta}_{(J-1)1}, \dots, \hat{\eta}_{(J-1)2^{J-1}}) \quad (23)$$

(e) 对式(23)作与(c)对应的二进离散正交小波逆变换, 得到 $H(n_0, k)$ 的估计值 $\hat{H}(n_0, k)$;

(f) 重复(c)~(e)步, 处理该帧的所有其他符号。

Tony Cai 等学者已经证明^[9], 该算法可以在估计的全局最优性和局部最优性间达到良好的平衡。

5 仿真及性能分析

仿真参数取自 IEEE 802.16e OFDMA 物理层参数^[11], 信道带宽 10MHz, 1024 点 FFT, 有效子载波数为 841, 每 OFDM 符号 120 个导频子载波, 每帧 32 个 OFDM 符号。仿真信道模型为 IMT2000 Vehicular A/B(VA/VB)模型^[12], 基带数据采用 16QAM 调制, 导频采用 BPSK 调制, CP 长度为 128 个采样点。

图 2, 图 3 给出了 IMT2000 Vehicular A(VA)下小波软阈值、小波硬阈值和小波块阈值信道估计算法的性能, 性能曲线为 1000 次 Monte Carlo 仿真的平均值。作为对比, 图中同时给出了最小二乘估计器、最小均方误差估计器的性能曲线。图 2~图 5 中, “Block Thr”为小波块阈值信道估计算法的仿真结果, “Soft Thresh”和“Hard Thresh”分别为软阈值小波算法和硬阈值小波算法的仿真结果, “Least Square”, “LMMSE”分别为最小二乘估计、一维 LMMSE 估计器的性能曲线, “Real Chann”为理想信道条件下的 SER 性能曲线。

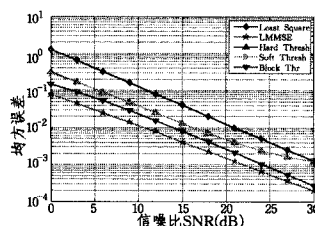


图 2 VA 信道下小波块阈值信道估计的 MSE 性能

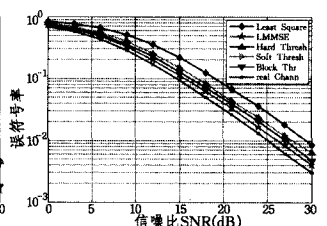


图 3 VA 信道下小波块阈值信道估计的 SER 性能

(下转第 105 页)

- [3] 张新宇, 卿斯汉, 李琦, 等. 一种基于本地网络的蠕虫协同检测方法[J]. Journal of Software, 2007; 412-421
- [4] 赵广松, 张涛. 基于蠕虫传播特性的蠕虫检测系统设计[J]. Computer Security, 2009; 114-118
- [5] Eugene H. The Internet worm programs[J]. ACM Computer, 1989, 23(3); 17-57
- [6] Streftaris G, Gibson G J. Statistical Inference for Stochastic Epidemic Models [A] // Proceedings of the 17th International Workshop on Statistical Modeling [C]. Chain, 2002; 609-616
- [7] Wang Y, Wang C X. Modeling The Effects of Timing Parameters on Virus Propagation [A] // Proceedings of the ACM CCS

- Workshop on Rapid Malcode (WORM 2003) [C]. Washington D C; ACM Press, 2003; 61-66
- [8] Zou C C, Gong W, Towsley D. Code Red Worm Propagation Modeling and Analysis [A] // Proceedings of the 9th ACM Symp on Computer and Communication Security [C]. Washington D C; ACM Press, 2002; 138-147
- [9] Dantu R, Cangussu J, Yelimeli A. Dynamic control of worm propagation[J]. Information Technology, 2004, 1(3); 419-423
- [10] Bishop M. A Model of Security Monitoring [A] // Proceedings of Fifth Annual Computer Security Applications Conference [C]. Washington DC, USA; IEEE Computer Society, 1989; 249-251

(上接第 76 页)

图 2 和图 3 显示了小波块阈值信道估计算法、小波软阈值估计算法和小波硬阈值估计算法的仿真性能曲线。从图中可以看出, 在仿真信噪比范围内, 小波块阈值估计算法的性能优于软阈值算法和硬阈值算法且几乎没有误差平台, 而软阈值算法和硬阈值算法的性能基本一样且在信噪比较高时有误差平台出现。从图 2 可以看出, 当 MSE 为 10^{-2} 时, 小波块阈值估计算法的性能与最小二乘算法相比分别有约 7dB 的增益; 与软阈值算法和硬阈值算法相比有约 2.5dB 的性能改进。图 3 显示在 SER 为 10^{-2} 时, 小波块阈值估计算法与软阈值算法和硬阈值算法相比性能提升约 0.7dB。

图 4 和图 5 给出了所有设计参数不变的情况下, 采用 IMT2000 Vehicular B (VB) 信道进行仿真时各估计器的性能, 此时信道最大时延扩展约为 224 个采样点, 已经超出了系统 CP 的长度。由两张图可以看出, 此时最小二乘算法和小波块阈值算法仅在高信噪比时出现了轻微的误差平台, 性能基本没有恶化, 但其它 3 种估计器则出现了严重的误差平台。

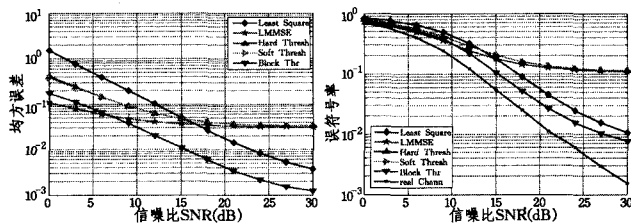


图 4 VB 信道下小波块阈值信道估计的 MSE 性能

图 5 VB 信道下小波块阈值信道估计的 SER 性能

对 LMMSE 算法而言, 出现误差平台原因有两个: 一个原因是信道模型失配, 在信道估计中 LMMSE 估计器用 IMT2000 Vehicular A 信道参数进行设计, 因此在 IMT2000 Vehicular B 信道中性能会恶化; 第二个原因是由信道时延扩展大于 CP 长度引入的 ICI 干扰造成的。而小波软阈值算法和小波硬阈值算法因为不能有效克服由信道时延扩展大于 CP 长度引入的 ICI 干扰而出现较大的误差平台。

从这些图中可以看出, 基于小波块阈值算法的信道估计器对时延扩展有较强的鲁棒性, 可以容忍时延扩展较大范围内的变化。

结束语 本文提出了 OFDM 系统信道估计的小波块阈值估计算法, 该算法对插值后的 LS 信道估计值进行小波分解, 并对分解后的细节系数进行小波块阈值降噪后重构出信道估计值来消除信道噪声和插值误差, 从而降低了 LS 估计算法的 MSE 和 SER, 取得了很好的效果。该算法不依赖任何信道和调制方式等的先验知识, 且计算复杂度仅正比于数

据点数。从仿真结果可以看出, 该方法性能优于 LS 算法和基于小波软阈值和硬阈值的信道估计算法。在信道时延扩展超过 OFDM 系统的循环前缀长度时, 该算法仍然能够保持较好的性能, 因此可以采用较短的 CP 来获得同样的性能, 提高系统的频谱利用率。

参考文献

- [1] 杨永立, 朱光喜, Tassing R, 等. 基于非参数平滑的 OFDM 系统信道估计算法[J]. 计算机科学, 2009, 36(6); 53-56
- [2] 杨永立, 朱光喜, 陈永辉, 等. OFDM 系统基于二维核回归算法的衰落信道估计[J]. 微电子学与计算机, 2009(12); 104-108
- [3] Ozdemir M K, Arslan H. Channel Estimation for Wireless Ofdm Systems[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2007, 9(2); 31
- [4] Mallat S. A Wavelet Tour of Signal Processing: The Sparse Way (3e)[M]. New York: Academic Press, 2008
- [5] Percival Donald B, Walden Andrew T. Wavelet Methods for Time Series Analysis. Cambridge[M]. England: Cambridge University Press, 2000
- [6] Tony C. On Block Thresholding in Wavelet Regression; Adaptivity, Block Size, And Threshold Level[J]. Statistica Sinica, 2002, 12; 1241-1273
- [7] Cai Tony, Low Mark. Nonparametric Function Estimation Over Shrinking Neighborhoods; Superefficiency And Adaptation[J]. The Annals of Statistics, 2005, 33; 184-213
- [8] Donoho D L, Johnstone I M. Threshold selection for wavelet shrinkage of noisy data[C] // Engineering in Medicine and Biology Society. Engineering Advances; New Opportunities for Biomedical Engineers. Proceedings of the 16th Annual International Conference of the IEEE. vol. 21, 1994; A24-A25
- [9] Tony C, Harrison Z. A Data-driven Block Thresholding Approach To Wavelet Estimation[J]. The Annals of Statistics, 2009, 37; 569-595
- [10] Peter H, Spiridon P, Gérard K, et al. Numerical performance of block thresholded wavelet estimators[J]. Statistics and Computing, 1997, 7(2); 115-124
- [11] 802.16e™-2005 IEEE Std. IEEE Standard for Local and metropolitan area networks Part 16; Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems, Amendment 2; Physical and Medium Access Control Layers for Combined Fixed and Mobile Operation in Licensed Bands Corrigendum 1[S]. IEEE, 2005
- [12] ITU-R. Guidelines for Evaluation of Radio Transmission Technologies for IMT-2000. ITU RECOMMENDATION[M]. ITU-R M, 1225, 1997