

A Novel Ultra Wide-Band Channel Estimation Algorithm

ZHANG Hong-shun, WANG Lei, LI Hu, ZHANG Xian-yu

Chongqing Communication Institute, Chongqing 400035, China

E-mail: zhangxianyu_1986@126.com

Abstract: In Multi-Band OFDM (MB OFDM) systems, most existing channel estimation algorithms hadn't exploited the sparsity of UWB channel, which adds the estimation error. A novel channel estimation algorithm is proposed based on the sparsity of the channel. Firstly, the channel order is estimated exploiting the generalized Akaike information criterion (GAIC) criterion. Then a cost function is established to detect the positions of nonzero taps. Finally the channel can be estimated. Simulation results confirm the excellent performance of our method.

Keywords: MB-OFDM; Ultra Wide-Band; Sparsity; Channel Estimation

一种新的超宽带信道估计算法

张洪顺, 王磊, 李虎, 张先玉

重庆通信学院, 重庆, 400035

E-mail: zhangxianyu_1986@126.com

【摘要】 在 MB-OFDM 系统中, 传统的信道估计方法没有利用信道的稀疏性, 增加了估计误差。针对这一缺陷, 提出一种稀疏信道估计方法, 首先利用广义信息论(GAIC)准则估计出信道长度并探测出非零抽头的位置, 最后估计出信道值。通过仿真证实了算法的有效性。

【关键词】 多频带正交频分复用; 超宽带; 稀疏性; 信道估计

1. 引言

近年来, 超宽带(Ultra Wide-Band, UWB)作为一项短距高速、低成本、低功耗无线通信技术而备受研究界关注。超宽带有两种产生方式: 一种是基于窄脉冲的冲激无线电系统, 一种是基于 OFDM 技术的多频带超宽带(MB-OFDM)系统。其中 MB-OFDM 以其简单性和可靠性受到业内人士的青睐^[1]。由于 MB-OFDM 常采用相关解调, 而相关解调需要准确的信道信息, 因此信道估计对系统的性能影响很大。

针对 MB-OFDM 信道估计问题, 研究人员提出了 LS、ML、MMSE、LMMSE 等算法^[2,3]。但以上算法均视信道为密集多径, 造成了信道估计均方误差(MSE)的增加。近年来, 研究人员提出了一些利用信道稀疏性的估计算法。例如文献[4]和文献[5], 分别利用匹配追踪和广义信息准则(GAIC)探测信道中非零抽头的位置, 提高了估计精度。最近, 文献[6]提出了自适应稀疏信号门限探测算法(ATSSD)。但以上算法的计算复杂度过高或性能较差, 需要寻找一种新的稀疏信道

估计算法。

GAIC 准则常用于估计信道长度^[7]。文章利用 GAIC 准则构造出代价函数, 在保留所有信道信息的前提下, 首先估计出信道长度, 而后估计出非零抽头的位置, 最后得到修正的信道估计值。文章最后进行了实验仿真, 结果表明算法能准确估计出稀疏信道, 降低了估计信道的 MSE。

2. 系统模型

设 N 为 OFDM 系统的载频个数, N 点序列 S 为调制信息序列。则发送的时域信号为 $s = IFFT(S)$ 。令 cp 的长度为 L_{cp} , 此时可得到 OFDM 数据块 $s_f(n)$ 为:

$$s_f(n) = \begin{cases} s(n+N), & (n = -L_{cp}, -L_{cp} + 1, \dots, -1) \\ s(n), & (n = 0, 1, 2, \dots, N-1) \end{cases} \quad (1)$$

超宽带离散信道冲激响应为:

$$h(n) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \delta(n-l) \quad (2)$$

研究算法之前, 假定系统满足如下条件:

- (1) 接收机与发射机具有很好的时间和频率同步;
- (2) 信道长度 L 不大于循环前缀长度 L_{cp} ;

(3) 信道在一定时间内保持不变(比如一个数据块)。

经过信道 \mathbf{h} 后, 接收信号为:

$$\begin{aligned} r(n) &= s_f(n) * h(n) + v(n) \\ &= \sum_{l=0}^{L-1} h_l s_f(n-l) + v(n) \end{aligned} \quad (3)$$

其中, \mathbf{v} 为加性高斯白噪声序列, 噪声功率为 δ_n^2 , $*$ 表示卷积。

由于 $L \leq L_{cp}$, (3)式中的线性卷积可转化为圆周卷积:

$$\mathbf{r} = \mathbf{s}_f \otimes \mathbf{h} + \mathbf{v} \quad (4)$$

两边进行 FFT 变换得:

$$\mathbf{R} = \mathbf{S} \cdot \mathbf{H} + \mathbf{V} \quad (5)$$

其中, $\mathbf{R}, \mathbf{H}, \mathbf{V}$ 分别表示除去 cp 的接收信号、信道、噪声的 N 点 FFT 变换序列; \mathbf{S} 表示以向量 \mathbf{S} 为对角元素的对角矩阵。

3. 传统的信道估计

基于导频符号的信道估计常采用 LS 或 MMSE 算法。相比 LS 算法, MMSE 算法的计算复杂度较高。而 LS 算法具有计算简单、便于实现等优点。可采用 LS 算法分析稀疏信道估计方法。

接收和发送信号移除保护间隔后, 可写为矩阵形式:

$$\mathbf{R} = \mathbf{S} \cdot \mathbf{H} + \mathbf{V} = \mathbf{S} \cdot \mathbf{F} \cdot \mathbf{h} + \mathbf{V} \quad (6)$$

其中:

$$\begin{aligned} \mathbf{R} &= [R(0) \ R(1) \ \dots \ R(N-1)]^T, \\ \mathbf{S} &= \text{diag}\{S(0) \ S(1) \ \dots \ S(N-1)\}, \\ \mathbf{H} &= [H(0) \ H(1) \ \dots \ H(N-1)]^T = \text{DFT}_N(\mathbf{h}), \\ \mathbf{V} &= [v(0) \ v(1) \ \dots \ v(N-1)]^T, \\ \mathbf{h} &= [h(0) \ h(1) \ \dots \ h(N-1)]^T \text{ 表示时域信道响应。} \end{aligned}$$

\mathbf{F} 为 DFT 变换矩阵, 即:

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} W_N^{00} & \dots & W_N^{0(N-1)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ W_N^{(N-1)0} & \dots & W_N^{(N-1)(N-1)} \end{bmatrix}, \quad W_N^{nk} = \frac{1}{N} e^{-j\frac{2\pi nk}{N}}$$

则 LS 算法的信道估计 \mathbf{h}_{LS} 为:

$$\mathbf{h}_{LS} = \mathbf{F}^{-1} \mathbf{S}^{-1} \mathbf{R} \quad (7)$$

但 $L < L_{cp}$, 所以 L_{cp} 长度以外的信道值为噪声分量, 为消除这一影响, 得到修正的信道估计为:

$$\mathbf{h}_{mLS} = (\mathbf{F}_1^H \mathbf{S}^H \mathbf{S} \mathbf{F}_1)^{-1} \mathbf{F}_1^H \mathbf{S}^H \mathbf{R} \quad (8)$$

其中, \mathbf{F}_1 为矩阵 \mathbf{F} 只保留前 L_{cp} 列(若已知信道长度

L , 则只保留 \mathbf{F} 的前 L 列)。

但 L_{cp} 长度内仍然含有较多的零抽头, 这包括两部分: 信道长度小于 L_{cp} 的零值和信道的零值。因此应从两方面进一步消除这一影响。

4. 稀疏信道估计

在估计信道长度(信道阶数)方面, 研究人员提出了较多的方法, 例如文献[8]提出了最小描述长度(MDL)算法估计信道阶数, 并利用 ESPRIT 算法得到多径时延; 文献[9]提出 MST 算法得到信道长度。文献[5]通过广义信息论准则(GAIC)探测出多径时延值, 但文献[5]在利用 GAIC 准则估计抽头位置时丢失部分信道信息。为克服这一缺陷, 文章提出新的代价函数用于估计抽头位置。

GAIC 在系统辨识中是一种常用的统计准则。根据文献[7]得到代价函数为:

$$J(L) = V_L + \gamma \ln(\ln(N))(L+1) \quad (9)$$

代价函数由两部分组成, 第一部分是由建模带来的误差, 这与信道长度等因素有关; 第二部分为补偿函数。其中 γ 为补偿系数, 这可由具体情况而定。

建模误差为:

$$V_L = \frac{N}{2} \ln(\delta_{n,L}^2)$$

其中, $\delta_{n,L}^2$ 为信道长度为 L 时估计误差, 可以表示为:

$$\delta_{n,L}^2 = \frac{1}{N} (\mathbf{R} - \mathbf{X} \mathbf{F} \hat{\mathbf{h}}_L)^H (\mathbf{R} - \mathbf{X} \mathbf{F} \hat{\mathbf{h}}_L)$$

上式中, $\hat{\mathbf{h}}_L$ 表示信道有效长度为 L 时, 由 mLS 算法得到的估计值, 并在其后补充 $(N-L)$ 个零。当 L 为信道长度时, 代价函数将达到最小:

$$\hat{L} = \arg \min_L \{J(L)\} \quad L = 1, 2, \dots, L_{cp}$$

由矩阵理论可知:

$$\mathbf{H} = \mathbf{F} \cdot \mathbf{h} = \mathbf{F}_{ij} \cdot \mathbf{h}_{ij} \quad (10)$$

其中 \mathbf{h}_{ij} 代表 \mathbf{h} 中第 i 和第 j 个元素互换后的向量, \mathbf{F}_{ij} 表示 \mathbf{F} 中第 i 和第 j 列互换得到的矩阵。

令 $\mathbf{g}_l = \hat{\mathbf{h}}_{l, \hat{L}}$, $\hat{\mathbf{h}}$ 为 mLS 估计的信道值, \hat{L} 为估计的信道长度, 明显地 $h(\hat{L}) \neq 0$ 。将(10)式代入(9)式中, 可知由 \mathbf{g}_l 和 $\hat{\mathbf{h}}$ 得到的 $J(\hat{L})$ 相等。存在以下事实: 若 $\hat{h}(l) = 0$, 则将 $\mathbf{F}_{il} \mathbf{h}_{il}$ 代入代价函数后则有: $J(\hat{L}-1) < J(\hat{L})$, 否则有 $J(\hat{L}-1) > J(\hat{L})$ 。

由此建立一个新的代价函数:

$$J_1(l) = V_l + \gamma \ln(\ln(N)) \hat{L} \quad (11)$$

\hat{L} 为估计的信道长度。而 V_l 则有如下表达式:

$$V_l = \frac{N}{2} \ln \left(\frac{1}{N} (\mathbf{R} - \mathbf{S}\mathbf{F}_{il} \mathbf{g}_{\hat{L}-1})^H (\mathbf{R} - \mathbf{S}\mathbf{F}_{il} \mathbf{g}_{\hat{L}-1}) \right)$$

非零抽头探测步骤为:

- (1) 初始化迭代步骤为: 非零抽头索引集合 $\Phi = \{\hat{L}\}$, $l = 1$;
- (2) 计算代价函数 $J_{sp}(l)$, 若 $J_{sp}(l) > J(\hat{L})$, 则将 l 加入到集合 Φ 中, 同时更新索引数: $l = l + 1$;
- (3) 若 $l = \hat{L}$, 终止迭代, 否则返回第(2)步继续执行。

通过以上步骤可以得到非零抽头的索引集合 Φ , 此时可得到稀疏信道估计值为:

$$\mathbf{h}_{sp} = (\mathbf{F}_{sp}^H \mathbf{S}^H \mathbf{S} \mathbf{F}_{sp})^{-1} \mathbf{F}_{sp}^H \mathbf{S}^H \mathbf{R}$$

\mathbf{F}_{sp} 为修订的 DFT 变换矩阵, 其中对应的列索引为集合 Φ 的元素。即矩阵 \mathbf{F}_{sp} 中第 (p, q) 个元素为:

$$[\mathbf{F}_{sp}]_{p,q} = e^{-j \frac{2\pi pq}{N}}, \quad p = 0, 1, \dots, N-1, \quad q \in \Phi$$

稀疏信道估计值为:

$$h_{sp}(l) = \begin{cases} h_{sp}(k), & l = \Phi(k) \\ 0, & l \notin \Phi \cap l < \hat{L} \end{cases} \quad (12)$$

5. 实验仿真

仿真时系统参数设置如下: 子载波个数为 $N = 128$, 循环前缀的采样长度为 $L_{cp} = 32$, 数据符号采用 QPSK 调制。

为比较各算法的性能, 在相同的条件下进行实验仿真, 采用 Monte Carlo 方法进行 5000 次独立试验。

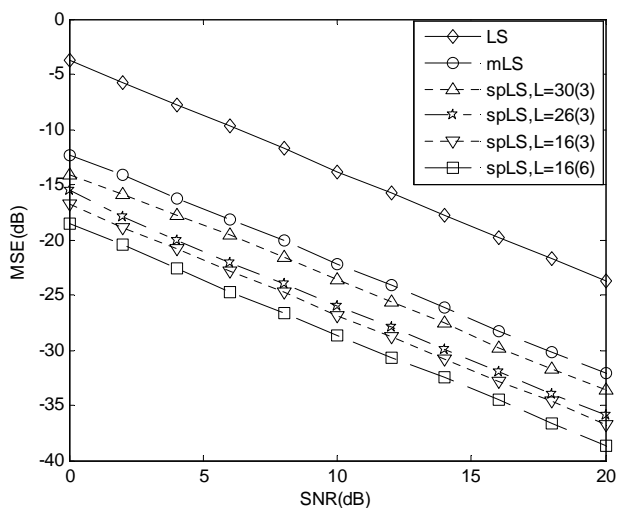


Figure 1. Performance comparison of different algorithms
图1 各算法的性能比较

为验证算法在不同稀疏信道下的估计性能, 文中分别采用信道长度为 16、26、30 等不同的信道长度(根据文献[10], 这近似等同于 CM1(CM2)、CM3 和 CM4 的信道时延, 假设信道中零点数均为 3), 另外在信道长度为 16 时, 考察了零点数分别为 3、6 时的估计性能。如图 1 所示, 明显可以看出, 稀疏信道估计算法比 LS、mLS 算法性能有明显提高。而且信道长度越小, 零点数越大, 估计信道的 MSE 就越小。

6. 结论

传统的 MB-OFDM 信道估计方法假定信道为密集多径的, 没有利用信道的稀疏特性。为了获得这部分 MSE 性能, 提出一种稀疏信道估计方法, 利用 GAIC 准则估计出信道长度, 然后文章提出新的代价函数用于探测非零抽头的位置, 利用这些抽头位置降低了估计维数, 提高了估计性能。仿真证实了算法的有效性。

致谢

本文撰写过程中得到了重庆通信学院张洪顺教授的指导和帮助, 在此表示深深的谢意!

References (参考文献)

- [1] Batra A, Balakrishnan J, Dabak A. Multi-band OFDM: a new approach for UWB[C]. 2004. ISCAS, May 2004, 5:365-368.
- [2] Morelli M, Mengali U. A comparison of pilot-aided channel estimation methods for OFDM systems[J]. IEEE Trans on Signal Processing, Dec. 2001, 49(12): 3065-3073.
- [3] Kang S G, Ha Y M, Joo E K. A comparative investigation on channel estimation algorithms for OFDM in mobile communications[J]. IEEE Trans on Broadcasting, June 2003, 49(2): 142-149.
- [4] Kang T, Litis R A. Matching pursuits channel estimation for an underwater acoustic ofdm modem[C]. IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, March 2008: 5296-5299.
- [5] Raghavendra M R, Giridhar K. Improving channel estimation in OFDM systems for sparse multipath channels[J]. IEEE Signal Processing Letters, Jan. 2005, 12(1):52-55.
- [6] Soltanolkotabi M, Amini A, Marvasti F. OFDM channel estimation based on adaptive thresholding for sparse signal detection. arXiv:0901.3948, Jan. 2009.
- [7] Li Hongbin, Liu Duixian, Li Jian et al. Channel order and RMS delay spread estimation with application to AC power line communications[J]. Digital Signal Processing: A Review Journal, April 2003, 13(2):284-300.
- [8] Yang Baoguo, Letaief K B, Cheng R S, Cao Zhigang. Channel estimation for OFDM transmission in multipath fading channels based on parametric channel modeling[J]. IEEE Trans on Communications, March 2001, 49(3):467-479.
- [9] Minn H, Bhargava V K. An investigation into time-domain approach for OFDM channel estimation[J]. IEEE Trans on Broadcasting, Dec. 2000, 46(4):240-248.
- [10] Fan Xiangning, Leng Bing, Bi Guang-guo. An improved channel estimation algorithm for OFDM UWB[C]. 2005 International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, Sept. 2005, 1:173-176.