使用接收分集的确定性 OFDM 盲信道估计算法

薛艳明, 苏广川
(北京理工大学信息科学技术学院电子工程系, 北京 100081)

摘 要: 本文针对无循环前缀的 OFDM 系统研究了非数据辅助的信道估计方法. 借助于 2 个接收天线实现的信道分集, 提出了一个确定性信道盲估计算法, 并给出了信道可辨识性条件. 该算法使用 1 个 OFDM 块便可在一个标量模糊因子的意义上确定信道冲激响应. 算法计算量小, 而且对输入信号的星座和统计特性没有约束. 仿真结果证实了算法的有效性.

关键词: 盲信道估计; 正交频分复用 (OFDM); 接收分集
中图分类号: TN92 文献标识码: A 文章编号: 0372-2112 (2005) 10-1778-03

Deterministic Blind OFDM Channel Estimation Using Receiver Diversity

XUE Yan-ming, SU Guang-chuan
(*Dept of Electron Eng., Information Sci & Tech School, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China*)

Abstract: In this paper, we investigate non data-aided channel estimation for orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) systems without cyclic prefix. By exploiting channel diversity using only two receive antennas, a blind deterministic algorithm is proposed. Identifiability conditions are derived that guarantee the channel to be identified up to a scalar ambiguity. This diversity-based algorithm is computationally efficient and does not have any restriction on the input symbols with regard to their constellation or their statistical properties. Simulation results illustrate the performance of the proposed algorithm.

Key words: blind channel estimation; Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM); receiver diversity

1 引言

正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)技术是多径衰落信道环境下传输高速数据的有效调制技术[1]. 实际 OFDM 系统常需要使用相干解调以获得较高的性能, 因此须有足够精确的信道估计. 信道状态信息可通过发送训练序列或盲方法或两者的结合来得到. 相比较而言盲估计方法虽然复杂, 计算量大, 但其无需或只需发送很少的训练序列, 从而提高了带宽利用率, 并降低发射机和接收机协同性的要求. 通常基于统计的盲 OFDM 信道估计方法需要大量的数据块[2~4], 因此限制了它们在高速移动无线信道中的应用. 而一些确定性盲 OFDM 信道估计方法虽只需很少的数据[5,6], 但其计算复杂度较高, 计算量大. 在 OFDM 信道估计中, 接收分集是另一个重要的可资利用的资源[7,8]. 本文针对 2 接收无 CP 的 OFDM 系统利用 CR(Cross Relation, CR)方法[9]提出了一种确定性的、计算复杂度低的信道盲估计算法, 只需 1 个 OFDM 块, 便可在一个标量因子的意义上恢复出信道冲激响应; 另外, 系统不使用 CP, 可提高带宽利用率, 此时在接收端只需进行简单的均衡即可[10].

2 使用接收分集的 OFDM 信号模型

对含有 N 个子载波的 OFDM 系统, N 个信息符号 $d(0)$, $d(1)$, …, $d(N-1)$ 分别调制一个子载波, 将 N 个被调制的子载波加在一起即可构成一个 OFDM 块. 如果选择 OFDM 符号间隔为所有子载波周期的整数倍, 则各子载波之间就是正交的. 这样其第 m 个复基带 OFDM 信号可表示为

$$S_m(n)=\frac{1}{\sqrt{N}}\sum_{k=0}^{N-1}d_m(k)\,e^{j2\pi kn/N},\quad n=0,\ \cdots,N-1;\ m=0,1,\ \cdots \tag{1}$$

假设信道为时间色散信道. 令 $\boldsymbol{h}_i(i=1,2)$ 分别表示发射端与 2 个接收端之间的信道冲激响应, 并且满足抽样信道 $\boldsymbol{h}_i(i=1,2)$ 是有限冲激响应(FIR), 其阶数设为 L.

经时间和频率同步后, 2 个接收端的第 m 个离散基带信号可表示为

$$\boldsymbol{x}_{i,m}=\boldsymbol{H}_{i0}s_m=\boldsymbol{H}_{i1}s_{m-1}+\boldsymbol{z}_{i,m},\ i=1,2;\ m=0,1,\ \cdots \tag{2}$$

其中

$$\boldsymbol{H}_{i0}=\begin{bmatrix} h_i(0) & 0 & 0 & \cdots & 0\\ \vdots & h_i(0) & 0 & \cdots & 0\\ h_i(L) & \cdots & \ddots & \cdots & \vdots\\ \vdots & \ddots & \cdots & \ddots & 0\\ 0 & \cdots & h_i(L) & \cdots & h_i(0)\end{bmatrix},$$

$$\boldsymbol{H}_{i1}=\begin{bmatrix} 0 & \cdots & h_i(L) & \cdots & h_i(1)\\ \vdots & \ddots & 0 & \ddots & \vdots\\ 0 & \cdots & \ddots & \cdots & h_i(L)\\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots\\ 0 & \cdots & 0 & \cdots & 0\end{bmatrix}$$

收稿日期: 2004-11-24; 修回日期: 2005-06-20

© 1994-2010 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

$s_m=[s_m(0), s_m(1), \cdots, s_m(N-1)]^{\mathrm{T}}$, $z_{i,m}$为信道噪声, 并假设其为加性高斯白噪.

假设子载波数 N 大于信道阶数L, 由于信道的弥散特性, 块间干扰(IBI) 在 2 个连续的 OFDM 块之间产生, 在式(2) 中 $\boldsymbol{H}_{i1}\boldsymbol{s}_{m-1}$即是 IBI 干扰项. 显然若将接收块 $x_{i,m}$的前L 项丢弃, 则可得到无 IBI 的接收信号.

现考虑某一个 OFDM 块, 故将下标 m 略去, 并假设子载波数 N 为 $2L$ 的整数倍. 令

$$\tilde{\boldsymbol{X}}_i=\begin{bmatrix} x_i(L) & x_i(L+1) & \cdots & x_i(2L) \\ x_i(L+1) & x_i(L+2) & \cdots & x_i(2L+1) \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ x_i(N-L-1) & x_i(N-L) & \cdots & x_i(N-1) \end{bmatrix},$$

$$\tilde{\boldsymbol{S}}=\begin{bmatrix} s(0) & s(1) & \cdots & s(2L) \\ s(1) & s(2) & \cdots & s(2L+1) \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ s(N-2L-1) & s(N-2L) & \cdots & s(N-1) \end{bmatrix}$$

$$\tilde{\boldsymbol{H}}=\begin{bmatrix} h_i(L) & 0 & \cdots & 0 \\ h_i(L-1) & h_i(L) & \cdots & \vdots \\ \vdots & h_i(L-1) & \ddots & \vdots \\ h_i(0) & \vdots & \ddots & h_i(L) \\ 0 & h_i(0) & \ddots & h_i(L-1) \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & h_i(0) \end{bmatrix}_{L+1} \tag{3}$$

则由式(2) 可得

$$\tilde{\boldsymbol{X}}_i=\tilde{\boldsymbol{S}}\tilde{\boldsymbol{H}}_i+\tilde{\boldsymbol{Z}}_i \tag{4}$$

其中 $\tilde{\boldsymbol{Z}}_i$ 为对应的高斯白噪矩阵.

如果 N 不是$2L$ 的整数倍, 取 $N'=$ 最接近 N 的 $2L$ 的整数倍的数, 这时只需将式(3) 中的N 替换为 N', 则仍可得到式(4).

3　基于 CR 方法的盲信道估计算法

3.1　无噪声的情形

由式(4) 所给出的信号模型, 我们设计了一个简单的算法, 能够在无噪声的情形下恢复出时域信道冲激响应.

令　　$\boldsymbol{h}_i=[h_i(L)\quad h_i(L-1)\quad \cdots\quad h_i(0)]^{\mathrm{T}}$

我们注意到　　$\tilde{\boldsymbol{H}}_i\boldsymbol{h}_j=\tilde{\boldsymbol{H}}_j\boldsymbol{h}_i$ (5)

这样, 利用式(5) 可写出

$$\tilde{\boldsymbol{X}}_1\boldsymbol{h}_2=\tilde{\boldsymbol{S}}\tilde{\boldsymbol{H}}_1\boldsymbol{h}_2=\tilde{\boldsymbol{S}}\tilde{\boldsymbol{H}}_2\boldsymbol{h}_1=\tilde{\boldsymbol{X}}_2\boldsymbol{h}_1$$

即　　$$[\tilde{\boldsymbol{X}}_2\quad -\tilde{\boldsymbol{X}}_1]\begin{bmatrix}\boldsymbol{h}_1\\ \boldsymbol{h}_2\end{bmatrix}=0\triangleq \boldsymbol{V}\cdot\boldsymbol{h}=0 \tag{6}$$

其中　　$\boldsymbol{V}=[\tilde{\boldsymbol{X}}_2\quad -\tilde{\boldsymbol{X}}_1]$, $\boldsymbol{h}=[\boldsymbol{h}_1^{\mathrm{T}}\quad \boldsymbol{h}_2^{\mathrm{T}}]^{\mathrm{T}}$

因此, 在无噪声情形下, 可通过求解上述线性方程(6), 得到信道冲激响应.

3.2　有噪声的情形

在有信道噪声的情形下, 显然式(6) 是不成立的, 这时可通过最小化下述的二次型来得到估计值

$$\min_{\boldsymbol{h}}\boldsymbol{h}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{U}\boldsymbol{h}=\boldsymbol{h}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{V}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{V}\boldsymbol{h}\qquad s.t.\ \|\boldsymbol{h}\|=1 \tag{7}$$

其中 $\boldsymbol{U}=\boldsymbol{V}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{V}$是 $2(L+1)\times 2(L+1)$ 维的 Hermitian 矩阵. 对 $\|\boldsymbol{h}\|$ 约束是为了避免平凡解 $\|\boldsymbol{h}\|=0$. 上述约束最小化问题的解可由 $\boldsymbol{U}$ 的最小特征值对应的特征向量得到.

3.3　使用多个 OFDM 数据块

如果信道是类平稳的, 则可以假设在若干个 OFDM 块期间信道保持不变, 通过利用多个 OFDM 块, 信道估计的性能可以得到提高. 假设利用 K 个块来做信道估计, 很明显可将算法推广至下述的最小化问题:

$$\min_{\boldsymbol{h}}\boldsymbol{h}^{H}\Big[\sum_{k=1}^{K}\boldsymbol{V}_k^{\mathrm{H}}\boldsymbol{V}_k\Big]\boldsymbol{h}\qquad s.t.\ \|\boldsymbol{h}\|=1 \tag{8}$$

其中 $\boldsymbol{V}_k$ 是由第$k(k=1,\cdots,K)$ 个 OFDM 块构成, 注意此推广在算法复杂度上并没有本质上的增加, 因为不管使用多少个块, 都只需一次特征值分解.

3.4　信道的可辨识性

在有噪声的情形下, 如果存在唯一的解(在一个标量模糊度上) 满足信号模型(4), 则称信道是可辨识的. 在研究辨识性条件之前, 首先给出有关序列线性复杂度的定义[11].

定义 1　有限长序列$\{\boldsymbol{s}_k\}_{k=0}^{N-1}$的线性复杂度为 c, 如果存在 c 个常数 $\lambda_1, \lambda_2, \cdots, \lambda_c$, 使得

$$s_i=-\sum_{j=1}^{c}\lambda_j s_{i-j},\qquad i=c,\cdots,N-1$$

成立, 其中, c 是具有该性质的最小整数.

下面给出用来描述序列$\{\boldsymbol{s}_k\}_{k=0}^{N-1}$的性质的一个引理, 其证明过程略去.

引理 1　若数据块 $\boldsymbol{d}=[d_0, d_1, \cdots, d_{N-1}]^{\mathrm{T}}$ 中至少有 p 个数据不为 0, 则 $\boldsymbol{s}=\boldsymbol{W}\boldsymbol{d}$ 的线性复杂度$>p-1$, 其中

$$\boldsymbol{W}=\frac{1}{\sqrt{N}}\begin{bmatrix} w_N^0 & w_N^0 & w_N^0 & \cdots & w_N^0 \\ w_N^0 & w_N^1 & w_N^2 & \cdots & w_N^{N-1} \\ w_N^0 & w_N^2 & w_N^4 & \cdots & w_N^{2(N-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ w_N^0 & w_N^{N-1} & w_N^{2(N-1)} & \cdots & w_N^{(N-1)^2} \end{bmatrix},\ w_N=e^{-j2\pi/N}$$

为傅里叶变换矩阵.

现在来考虑从输出中辨识信道的条件. 如果数据块 $\boldsymbol{d}=[d(0), d(1), \cdots, d(N-1)]^{\mathrm{T}}$ 中至少有 $2L+1$ 个数据符号不为 0, 则可知序列 $\boldsymbol{s}=\boldsymbol{W}\boldsymbol{d}$ 的线性复杂度$>2L$, 这时输入矩阵 $\tilde{\boldsymbol{S}}$ 为满列秩[11]. 利用文献[9] 中的结论, 可证得下述定理 1, 定理 1 给出了信道的可辨识条件.

定理 1　信道冲激响应 $\boldsymbol{h}_1$ 和 $\boldsymbol{h}_2$ 可在一个标量因子的意义上被辨识, 如果满足下列条件:

(1) $\boldsymbol{h}_1(z)$ 和 $\boldsymbol{h}_2(z)$ 不含有公共零点;

(2) 数据块 $\boldsymbol{d}=[d(0), d(1), \cdots, d(N-1)]^{\mathrm{T}}$ 中至少有 $2L+1$ 个数据符号不为 0. 其中 L 为$\{h_i(z)\}_{i=1}^{2}$的阶数.

在很多无线 OFDM 系统中, 需插入虚子载波来抗频带间的混叠. 虚子载波并不携带任何信息, 在基带做 DFT 时, 相当于为 DFT 补 0. 算法要求虚子载波的数目要小于 $N-2L-1$, 由于实际中子载波数 $N\gg L$, 条件(2) 很容易得到满足.

4　仿真结果

仿真参数选择载波数 $N=32$, 并且假设没有虚子载波出现. 取信道阶数 $L=3$, 信道冲激响应使用瑞利衰落模型产生.

© 1994-2010 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

信道估计的性能指标采用归一化均方误差(NMSE),其定义为

$$NMSE=\sum_{i=1}^{2}\sum_{l=0}^{L}|h_i(l)-\hat{h}_i(l)|^2\Big/\sum_{i=1}^{2}\sum_{l=0}^{L}|h_i(l)|^2.$$

NMSE 仿真结果为 800 次蒙特卡洛实验的均值.

图 1 以 16QAM 调制方案为例分别给出了使用 1、2、5、10 个 OFDM 块的信道估计的 NMSE 曲线. 由图 1 可见,只使用一个 OFDM 数据块,算法便可在相当宽的信噪比范围内恢复出信道冲激响应. 另外如果假设信道在若干个 OFDM 块期间保持不变,通过使用多个数据块,信道估计的性能可以得到提高,从图 1 中可以观察到这一改善. 但需要说明的是,这种性能的提高并不是随着所使用的数据块的数目而呈线性增长,而是最终会趋于饱和.

另外,本文还针对不同的调制方案对该算法的性能进行了比较. 图 2 以 BPSK、QPSK、16QAM 为例给出了性能的比较,从图中可以看出,该分集方法对输入符号的星座相当不敏感.

图 3 所示为本文所提出的接收分集方法和文献[8]中提出的子空间方法的性能比较. 在这 2 种方法中,数据符号均使用 16QAM 调制. 从图中可观察到,分集方法只使用几个 OFDM 块就可达到甚至超过子空间方法使用 60 个 OFDM 块的性能. 这一点对于高移动性环境下的应用很有吸引力.

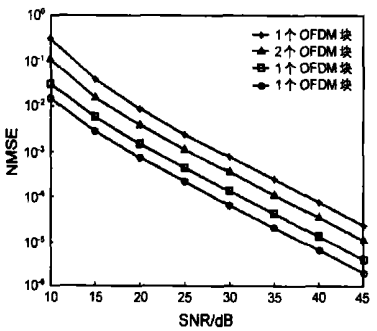


图 1 使用接收分集的 OFDM 盲信道估计的 NMSE 曲线

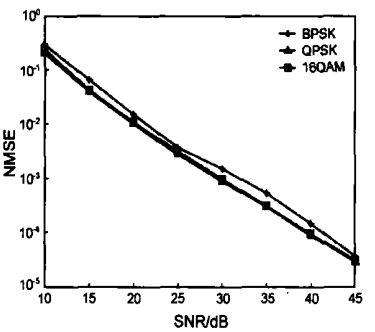


图 2 对应不同调制方案的 NMSE 曲线(使用 1 个 OFDM 块)

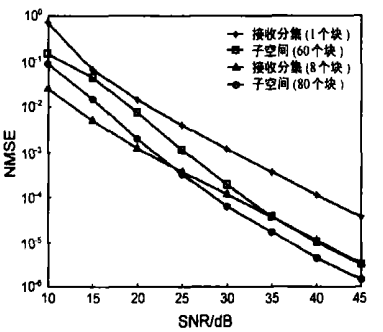


图 3 接收分集方法和子空间方法的 NMSE 比较

5 结论

在本文中,提出了一种基于接收分集、只使用少量数据的无 CP 的 OFDM 系统的盲信道辨识算法. 算法使用时域的观测值来估计信道冲激响应. 在无噪声的情形,算法可在一个标量因子的意义上得到恢复. 在噪声存在的情形,算法具有非常低的复杂度:只需一个特征值分解,不管使用多少个 OFDM 块. 这个方法的特点就是只使用一个数据块便可得到相当准确的估计,而且这个性质对输入信号的星座不敏感,另外,所提出的算法也无需假设输入符号的统计特性. 需要说明的是本文所提出的算法须已知信道的阶数. 在未知信道阶数下算法的设计还需要进一步的研究.

参考文献:

[1] WANG Z, GIANNAKIS G B. Wireless multicarrier communications [J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2000, 17(3): 29- 48.

[2] HEATH R W, GIANNAKIS G B. Exploiting input cyclostationarity for blind channel identification in OFDM systems[J]. IEEE Trans. Signal Processing, 1999, 47(3): 846- 856.

[3] MUQUET B, COURVILLE M, DUHAMEL P, et al. A subspace based blind and semi-blind channel identification method for DFDM systems [A]. Workshop Signal Processing Advances Wireless Commun[C]. Annapolis, USA: IEEE, 1999. 170- 173.

[4] CAI X, AKANSU A. A subspace method for blind channel identification in OFDM systems[A]. International Conf on Commun[C]. New Orleans, USA: IEEE, 2000. 929- 933.

[5] CHOTIKAKAMTHORN N, SUZUKI H. On identifiability of OFDM blind channel estimation[A]. Vehicular Technology Conf. / Fall[C]. Amsterdam, Neth: IEEE, 1999. 2358- 2361.

[6] ZHOU S, GIANNAKIS G B. Finite-alphabet based channel estimation for OFDM and related multicarrier systems[J]. IEEE Trans Commun, 2001, 49(8): 1402- 1414.

[7] ALI H, MANTON J H, HUA Y. A SOS subspace method for blind channel identification and equalization in bandwidth efficient OFDM systems based on receive antenna diversity[A]. Signal Processing Workshop Statistical Signal Processing[C]. Singapore: IEEE, 2001. 401- 404.

[8] LI C, ROY S. A subspace blind channel estimation method for OFDM systems without cyclic prefix[A]. Vehicular Technol Conf. / fALL[C]. Atlantic City, USA: IEEE, 2001. 2148- 2152.

[9] XU G, LIU H, TONG L, et al. A least-squares approach to blind channel identification[J]. IEEE Trans. Signal Processing, 1995, 43(12): 2982- 2993.

[10] TRAUTMANN S, FLIEGE N J. A new equalizer for multitone systems without guard time[J]. IEEE Commun. Letters, 2002, 6(1): 34- 36.

[11] TONG L, PERREAU S. Multichannel blind identification: from subspace to maximum likelihood methods[J]. Proceedings of the IEEE, 1998, 86(10): 1951- 1968.

作者简介:

薛艳明 女,1971 年 3 月出生于河南省郑州市,博士,现为北京理工大学信息学院讲师,主要从事信号处理和数字通信等方面的研究工作. E-mail: xueym@bit.edu.cn.

苏广川 男,1941 年 10 月出生于江苏省泰兴市,北京理工大学电子工程系教授,博士生导师,主要从事信号处理和多媒体通信等方面的研究工作.

© 1994-2010 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net