

# 预编码和子空间跟踪的OFDM信道盲估计

张 剑, 贺知明

(电子科技大学电子工程学院 成都 610054)

**【摘要】**讨论了一种OFDM信道盲估计方法, 首先对进入OFDM系统前的相邻两个OFDM符号进行线性预编码, 利用预编码引入的数据结构在接收端构造了一个新的矩阵, 使得OFDM频域信道响应成为该矩阵的一维子空间, 最后通过自适应子空间跟踪技术实现了信道的盲估计。仿真结果表明该方法能有效地抑制信号分布波动、时变信道及噪声对信道估计的影响, 从而有效地降低了OFDM系统的信道估计平均均方误差和无编码码元出错率。

**关键词** 信道盲估计; 正交频分复用; 预编码; 子空间跟踪  
**中图分类号** TN911.5 **文献标识码** A

## Blind OFDM Channel Estimation Based on Linear Precoding and Subspace Tracking

ZHANG Jian and HE Zhi-ming

(School of Electronic Engineering, University of Electronic Science and Technology of China Chengdu 610054)

**Abstract** A new algorithm for blind channel estimation is proposed. A linear precoder is applied on each pair of OFDM symbols before they enter the OFDM systems. Due to the structure introduced by precoding, a new matrix is built to make the channel state information (CSI) be its one-dimension-subspace, and the CSI is estimated by using adaptive subspace tracking techniques. Simulation results demonstrate that the presented method can decrease the influence caused by the varying data distribution, channel, and noise, and can track the variation of channel, therefore, it lowers the mean squared error (MSE) of the channel estimation and the word error rate (WER) of the communication system.

**Key words** blind channel estimation; OFDM; precoding; subspace tracking

正交频分复用(OFDM)系统中, 基于快速傅里叶变换(FFT)的收发结构可将频率选择性信道转化为多个并行平坦衰落的子载波信道, 因此OFDM能有效地对付多径衰落信道引入的符号间干扰(ISI)。由于OFDM系统频谱效率较高, 可以提供更高的传输速率。随着无线通信对高数据率传输的需求, OFDM作为一种多载波技术在无线通信中得到了广泛关注。

信道的相关解调需要接收端知道信道信息。一般信道参数可以通过发送导频信号来估计<sup>[1]</sup>, 但这会占用信道带宽。盲估计不需要使用导频信号, 因而有更高的频带利用率。目前信道盲估计主要利用信道的统计特性来实现。文献[2]中提出了利用接收信号的循环统计作信道的盲估计, 而文献[3-4]通过对离散傅里叶变换(DFT)前接收数据的相关矩阵作子空间分解来实现信道的盲估计。也有文献[5]提出了基于确定计算来实现信道估计的, 该方法在接收数据完成DFT后, 利用信号的有限集合特性进行盲

估计。文献[6]的编码OFDM和文献[7]的线性编码OFDM可以消除信道深度衰落对信号的破坏, 但它们引入了冗余数据, 降低了带宽利用率。

在本文的算法中, 发送数据在进入OFDM系统前, 编码器对每两组OFDM数据符号进行线性编码。利用编码引入的数据结构, 算法在接收端构造了一个新的数据矩阵, 使得OFDM频域信道响应成为该矩阵的一维子空间, 并且通过自适应子空间跟踪技术实现了信道的盲估计。与文献[7-8]比较, 本文的方法能有效地抑制信号分布波动、时变信道及噪声对信道估计的影响。

注: 文中粗体大写字母表示矩阵; 粗体小写字母表示列向量;  $(\cdot)^*$  表示复共轭;  $(\cdot)^T$  表示转置;  $(\cdot)^H$  表示复共轭转置;  $A_{ij}$  表示矩阵A第*(i, j)*个元素;  $I_M$  表示大小为M的单位阵;  $\mathbf{0}_M$ 是大小为M的全零阵;  $\mathbf{D}(\mathbf{x})$ 表示以向量x为对角线元素的对角阵。

收稿日期: 2007-06-11; 修回日期: 2008-04-02

基金项目: 国家自然科学基金(10376004)

作者简介: 张 剑(1977-), 男, 博士, 主要从事通信、雷达系统中数字信号处理技术方面的研究。

# 1 OFDM信道盲估计

## 1.1 线性预编码OFDM系统

设OFDM系统中一个OFDM符号包含有  $N$  个子载波。向量  $\mathbf{d}_i = [d_{1i}, d_{2i}, \dots, d_{(N-1)i}]^T$  为第  $i$  个OFDM发送符号。在进入OFDM系统前, 用矩阵  $\mathbf{A}$  ( $2N \times 2N$ ) 对相邻两个OFDM符号进行预编码:

$$[\mathbf{s}_{2i}^T \ \mathbf{s}_{2i+1}^T]^T = \mathbf{A}[\mathbf{d}_{2i}^T \ \mathbf{d}_{2i+1}^T]^T \quad (1)$$

线性预编码矩阵<sup>[9]</sup>  $\mathbf{A}$  为:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \mathbf{U} & \mathbf{0} \\ \frac{\sqrt{2}}{2} \mathbf{I}_N & \frac{\sqrt{2}}{2} \mathbf{U} \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中  $\mathbf{U}$  为首矩阵,  $\mathbf{U}$  的元素  $|u_{m,n}| = 1/\sqrt{N}$  且  $0 \leq m, n \leq N-1$ 。编码后的数据进入OFDM系统发送。假设信道是准平稳的, 即在一段时间信道保持不变。在接收端的接收信号为:

$$[\mathbf{y}_{2i}^T \ \mathbf{y}_{2i+1}^T]^T = \tilde{\mathbf{H}}\mathbf{A}[\mathbf{d}_{2i}^T \ \mathbf{d}_{2i+1}^T]^T + \tilde{\mathbf{v}}_i \quad (3)$$

式中  $\tilde{\mathbf{v}}_i$  是方差为  $\sigma_v^2$ , 大小为  $2N \times 1$  的高斯白噪声向量。

$$\tilde{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \mathbf{H} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{H} \end{bmatrix}_{(2N \times 2N)} \quad (4)$$

$\mathbf{H}$  为信道频域响应矩阵:

$$\mathbf{H} = \mathbf{D}(\mathbf{h}) \quad (5)$$

式中

$$\mathbf{h} \approx [H_0, H_1, \dots, H_{N-1}]^T; \quad H_i = \sum_{k=0}^{L-1} h_k e^{-j\frac{2\pi}{N}ki} \quad (6)$$

式中  $h_k$  为信道在时域的离散冲击响应;  $k = 0, 1, \dots, L-1, L$  表示信道冲击响应的阶数。

## 1.2 基于子空间的信道盲估计

在接收端, 取  $M$  对相邻OFDM接收数据作互相关可得:

$$\hat{\mathbf{R}} = \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} \mathbf{y}_{2i} \mathbf{y}_{2i+1}^H \quad (7)$$

在推导中忽略噪声的影响, 由式(2)~(4)可以将式(7)展开为:

$$\hat{\mathbf{R}} = \mathbf{H} \left( \frac{\sqrt{2}}{2M} \sum_{i=0}^{M-1} \mathbf{U} \mathbf{d}_{2i} \mathbf{d}_{2i}^H + \mathbf{U} \mathbf{d}_{2i} \mathbf{d}_{2i+1}^H \mathbf{U}^H \right) \mathbf{H}^H = \mathbf{H} \mathbf{P} \mathbf{H}^H \quad (8)$$

式中

$$\mathbf{P} = \frac{\sqrt{2}}{2M} \sum_{i=0}^{M-1} \mathbf{U} \mathbf{d}_{2i} \mathbf{d}_{2i}^H + \mathbf{U} \mathbf{d}_{2i} \mathbf{d}_{2i+1}^H \mathbf{U}^H \quad (9)$$

由于  $\mathbf{H}$  是对称矩阵, 因而有:

$$\hat{\mathbf{R}} = \begin{bmatrix} P_{00} |H_0|^2 & \dots & P_{0(N-1)} H_0 H_{N-1}^* \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ P_{(N-1)0} H_{N-1} H_0^* & \dots & P_{(N-1)(N-1)} |H_{N-1}|^2 \end{bmatrix} \quad (10)$$

式中  $P_{kj}$  表示矩阵  $\mathbf{P}$  的第  $(k, j)$  个元素。

构造一个新矩阵  $\hat{\mathbf{Q}}$ , 矩阵  $\hat{\mathbf{Q}}$  的任一元素表示为  $\hat{Q}_{kj}$ , 且元素  $\hat{Q}_{kj}$  定义为:

$$\hat{Q}_{kj} = \frac{2\hat{R}_{kj}}{\sqrt{2}U_{kj}} = \frac{1}{M} H_k H_j^* \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} \frac{U_{km} U_{jn}^*}{U_{kj}} \left( \sum_{i=0}^{M-1} d_{m(2i)} d_{n(2i+1)}^* \right) + \frac{1}{M} H_k H_j^* \sum_{m=0}^{N-1} \frac{U_{km}}{U_{kj}} \left( \sum_{i=0}^{M-1} d_{m(2i)} d_{j(2i)}^* \right) \quad (11)$$

式中  $U_{kj}$  为矩阵  $\mathbf{U}$  的第  $(k, j)$  个元素;  $\hat{R}_{kj}$  为矩阵  $\hat{\mathbf{R}}$  的第  $(k, j)$  个元素。

假设发送数据  $d_{ni}$  彼此独立且服从零均值, 方差为1的高斯分布, 且每个OFDM发送符号间是相互独立的<sup>[9]</sup>。取平滑因子  $M \rightarrow \infty$ ,  $\hat{\mathbf{Q}}$  将收敛为  $\mathbf{Q}$ , 且

$$\mathbf{Q}_{kj} = H_k H_j^* \quad (12)$$

式(12)表明  $\mathbf{Q}$  是由OFDM信道频域响应  $\mathbf{h}$  张成的一维子空间构成。

在实际应用系统中, 由于无线信道是时变衰减信道, 平滑因子  $M$  不可能取太大值; 并且, 在发送的  $2M$  组OFDM符号中, 数据分布也并不严格满足前面的假设条件; 再加上噪声的影响,  $\hat{\mathbf{Q}}$  实际上扩展为多维子空间。因此, 可以取矩阵  $\hat{\mathbf{Q}}$  中最大特征值对应的特征向量为含有一个模糊因子的信道频域响应估计值  $\hat{\mathbf{h}}$ , 表示为:

$$\hat{\mathbf{h}} = \mu \hat{\mathbf{h}} \quad (13)$$

为了确定模糊因子  $\mu$ , 在预编码前, 第偶数个发送OFDM符号的第一个子载波上发送了一个导频信号。在接收端, 模糊因子  $\mu$  可由下式估计:

$$\hat{\mu} = \frac{d_{1(2i)}}{\hat{d}_{1(2i)}} \quad (14)$$

式中  $\hat{d}_{1(2i)}$  为  $\hat{\mathbf{d}}_{2i}$  的第一个子载波上已知导频信号的估计值, 且:

$$\hat{\mathbf{d}}_{2i} = \mathbf{U}^H \hat{\mathbf{H}}^H (\hat{\mathbf{H}} \hat{\mathbf{H}}^H + \sigma_v^2 \mathbf{I}_N)^{-1} \mathbf{y}_{2i} \quad (15)$$

式中  $\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{D}(\hat{\mathbf{h}})$ 。

## 1.3 自适应子空间跟踪算法

在选择平滑因子  $M$  时, 本文假设了信道在  $2M$  个连续OFDM发送符号块的时间段里是准平稳的。但实际信道是时变的, 因此, 为了更好地实现对时变

信道的实时跟踪估计,对于每对接收OFDM符号都做信道估计更为合理。为此,采用了自适应子空间跟踪技术<sup>[10]</sup>来实现对OFDM信道的盲估计。具体算法为:

(1) 初始化:  $\mathbf{B}_0 = \begin{bmatrix} \mathbf{I} \\ 0 \end{bmatrix}$ ;  $\mathbf{G}_0 = \mathbf{I}_r$ ;  $\mathbf{A}_0 = 0$ ;  $0 < \gamma < 1$ ;

(2) 输入:  $\mathbf{Q}_n$ (见式(11)),  $\mathbf{A}_n = \gamma \mathbf{A}_{n-1} \mathbf{G}_{n-1} + (1-\gamma) \mathbf{Q}_n \mathbf{B}_{n-1}$ ,  $\mathbf{A}_n = \mathbf{B}_n \mathbf{R}_n$ (OR分解),  $\mathbf{G}_n = \mathbf{B}_{n-1}^H \mathbf{B}_n$ ,  $\lambda_j = \max([\mathbf{R}_n]_{ii})$  ( $i=1,2,\dots,r$ ),  $\hat{\mu} = d_{1(2n)} / \hat{d}_{1(2n)}$  (见式(14));

(3) 输出:  $\hat{\mathbf{h}} = \hat{\mathbf{h}} / \hat{\mu}$ ,  $\hat{\mathbf{h}}$  是  $\mathbf{B}_n$  的第  $j$  个列向量。

## 2 算法仿真

计算机仿真中,OFDM的子载波总数  $N=64$ ,采用QPSK编码信号。仿真环境为郊区宏小区,链路层参数设置为3GPP标准中的CASE C<sup>[10]</sup>。移动台的速度是33.3 m/s,算法中的参数设置为  $\gamma=0.99$ ,  $r=6$ 。每两组OFDM数据块中发送了一个导频信号来确定模糊因子  $\mu$ 。对比仿真中,文献[8]中的参数设置为  $\lambda=0.2$ ,  $2M=40$ 。

算法的估计性能可以用信道估计的均方误差(MSE)来衡量,单个OFDM符号的瞬时均方误差可由式(16)表示,其中  $k$  为子载波序号。

$$\text{MSE} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |H(k) - H_e(k)|^2 \quad (16)$$

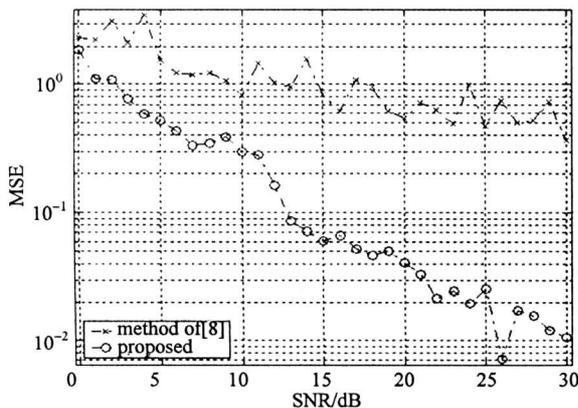


图1 平均均方误差与信噪比的关系图

图1中比较了文献[8]的算法和本文算法在不同信噪比下的信道估计平均均方误差。平均均方误差值为同一信噪比下发送2000个OFDM符号信道估计瞬时均方误差的平均。图2显示了算法对应的无编码码元出错率(WER)性能。从仿真结果可以看出,与文献[8]中的方法相比,本文算法无论在信道估计均方误差性能方面,还是在无编码码元出错率(WER)性能方面,都有了较大的改善。文献[8]的算法只有

在发送信号分布严格满足假设条件,且信道参数在较长时段里基本保持不变时才能达到较好的信道估计性能,当上述假设条件变弱时,该算法性能将急剧恶化。

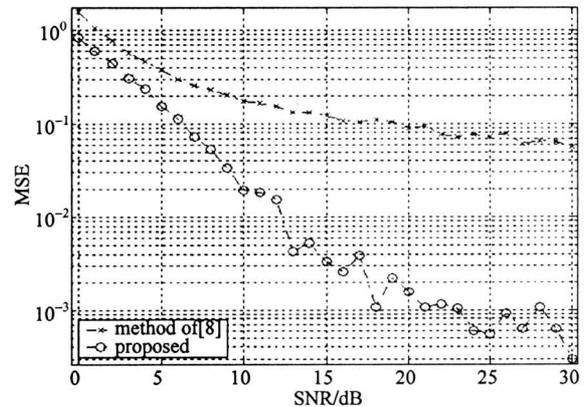


图2 无编码码元出错率与信噪比的关系图

## 3 结论

本文提出了一种OFDM信道盲估计的新方法。算法利用线性预编码在发送数据块中引入的特殊结构,在接收端构造了一个新矩阵,使信道的频域响应为该矩阵的一维子空间,并通过自适应子空间跟踪技术来实现了信道的盲估计。仿真表明,新矩阵的构造和子空间跟踪技术的应用降低了算法对信号数据分布、信道时变及随机噪声影响的敏感,提高了算法的稳健性。

## 参考文献

- [1] DE BEEK J V, EDFORS O, SANDELL M, et al. On channel estimation in OFDM system[C]//Proceedings of Vehicle Technology Conference. Chicago, USA, IEEE, 1995.
- [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): 848-856.
- [3] CAI X, AKANSU A N. A subspace method for blind channel identification in OFDM systems[C]//IEEE International Conference on Communications. New Orleans, LA, USA: IEEE, 2000.
- [4] MUQUET B, DE COURVILLE M, DUHAMEL P. Subspace-based blind and semi-blind channel estimation for OFDM systems[J]. IEEE Trans Signal Processing, 2002, 50(7): 1699-1712.
- [5] ZHOU S, GIANNAKIS G B. Finite-alphabet based channel estimation for OFDM and related multicarrier systems[J]. IEEE Trans Communication, 2001, 49(8): 1402-1414.

(下转第859页)

的下降变化率比授权链路承受干扰的下降变化率要小。所以针对不同性能要求CRN网络, 只要通过上述曲线选取合适的比例因子 $\lambda$ 就能使其合理而有效地工作。

## 5 结束语

本文基于博弈论给出了一种新型的频谱分配模型, 提出了一种保护授权链路的频谱分配算法FCAPLL。仿真分析证明, 相对于只考虑CR链路的频谱分配算法, FCAPLL在基本没有减小CR链路SINR的前提下显著减小了授权链路承受的干扰, 达到了频谱的最优化分配; 同时仿真结果给出了授权链路承受干扰和CR链路的SINR与比例因子的关系, 为FCAPLL应用于不同性能要求的CRN提供了参数。为了进一步减小授权链路承受的干扰, 增大CR链路的SINR, 可以采用功率控制, 这也是下一步的研究方向。

## 参 考 文 献

- [1] HAYKIN S. Cognitive radio: brain-empowered wireless communications[J]. IEEE JSAC, 2005, 23(2): 201-220.
- [2] WEISS T A, JONDRAL F K. Spectrum pooling: an innovative strategy for the enhancement of spectrum efficiency[J]. Communications Magazine, 2004, 42(3): 8-14.
- [3] GUO C L, ZHANG T K, ZENG Z M, et al. Investigation on spectrum sharing technology based on cognitive radio[C]//CHINACOM 2006. Beijing: IEEE Press, 2006: 1-5.
- [4] 陈 劼, 李少谦. 认知无线中的一种协作式频谱礼仪[J]. 电子科技大学学报, 2006, 35(4): 645-648.  
CHEN Jie, LI Shao-qian. A cooperative spectrum etiquette for cognitive radio[J]. Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 2006, 35(4): 645-648.
- [5] WANG W, LIU X. List-coloring based channel allocation for open-spectrum wireless networks[C]//IEEE Fall VTC 2005. Dallas: IEEE Press, 2005: 690-694.
- [6] ZHENG H, PENG C. Collaboration and fairness in opportunistic spectrum access[C]//IEEE ICC 2005. Seoul: IEEE Press, 2005: 3132-3136.
- [7] CAO L, ZHENG H. Distributed spectrum allocation via local bargaining[C]//IEEE SECON 2005. Santa Clara: IEEE Press, 2005: 475-486.
- [8] ZHENG H, CAO L. Device-centric spectrum management[C]//IEEE DySPAN 2005. Baltimore: IEEE Press, 2005: 56-65.
- [9] ZHAO J, ZHENG H, YANG G. Distributed coordination in dynamic spectrum allocation networks[C]//IEEE DySPAN 2005. Baltimore: IEEE Press, 2005: 259-268.
- [10] NIYATO D, HOSSAIN E. A game-theoretic approach to competitive spectrum sharing in cognitive radio networks[C]//IEEE WCNC 2007. Hong Kong, China: IEEE Press, 2007: 1-5: 16-20.
- [11] JI Z, RAY K J. Belief-assisted pricing for dynamic spectrum allocation in wireless networks with selfish users[C]//IEEE SECON 2006. Linthicum, Maryland: IEEE Press, 2006: 119-127.
- [12] HAN Z, PANDANA C, RAY K J. Distributive opportunistic spectrum access for cognitive radio using correlated equilibrium and no-regret learning[C]//IEEE WCNC 2007. Hong Kong, China: IEEE Press, 2007: 11-15.
- [13] NIE N, COMANICIU C. Adaptive channel allocation spectrum etiquette for cognitive radio networks[J]. Mobile Networks and Applications, 2006, 11(6): 779-797.
- [14] NEEL J, REED J, GILLES R. Convergence of cognitive radio networks[C]//IEEE WCNC. Atlanta, USA: IEEE Press, 2004: 2250-2255.
- [15] MONDERER D, SHAPLEYS L. Potential Games[J]. Games and Economic Behavior, 1996, 14(44): 124-143.
- [6] ZOU W, WU Y. COFDM: an overview[J]. IEEE Trans Broadcast, 1995, 41(1): 1-8.
- [7] PETROPULU A P, ZHANG R, LIN R. Blind OFDM channel estimation through simple linear precoding[J]. IEEE Trans Wireless Communication, 2004, 3(2): 647-655.
- [8] LIN R, PETROPULU A P. Linear precoding assisted blind channel estimation for OFDM systems[J]. IEEE Trans Vehicle Technology, 2005, 54(3): 983-995.
- [9] STROBACH P. Low-rank adaptive filters[J]. IEEE Trans Signal Processing, 1996, 44(12): 2932-2692.
- [10] 3GPP. 3GPP TR 25.996 V6.1.0 (2003) Universal mobile telecommunications system (UMTS) [EB/OL]. [2007-05-11]. <http://www.3gpp.org/ftp>.

编辑 漆 蓉

(上接第850页)

编辑 税 红