

STC-OFDM 系统中的信道估计算法

焦慧颖, 安建平

(北京理工大学电子工程系, 北京 100081)

摘要: 针对稀疏信道特性的 STC-OFDM 系统, 提出一种基于参数模型的导频信道估计方法。利用最小二乘算法估计出导频所在位置的频率响应, 用时间平均相关代替统计平均相关, 得到信道相关矩阵的估计值。通过基于特征值分解的低秩建模, 估计出信道的多径数目, 利用旋转不变子空间方法估计出各个延迟的时间参数, 在频率和时间域上插值平滑得到信道的频率响应。该方法不需要已知信道的先验信息, 仿真结果证明了该方法的有效性。

关键词: 正交频分复用; 空时编码; 信道估计; 参数信道模型

Channel Estimation Algorithm in STC-OFDM Systems

JIAO Hui-ying, AN Jian-ping

(Department of Electronic Engineering, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081)

【Abstract】 A channel estimation method based on parametric channel model using pilots in STC-OFDM systems is proposed here. The channel frequency response of the pilots is firstly estimated using LS algorithm, and then the correlation matrix of the channel is estimated by using the time-average channel correlation matrix in place of the statistical correlation matrix. The number of the multi-path is estimated by low rank Eigen-value decomposition and the time delay is estimated by using Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques(ESPRIT). The entire channel frequency response is interpolated in time and frequency domain. The method need not know the prior information of channel, and the simulation results show the efficiency of the proposed method.

【Key words】 orthogonal frequency division multiplexing; space time coding; channel estimation; parametric channel model

1 概述

空时编码(Space Time Coding, STC)系统可以在不牺牲带宽的情况下提供发射分集, 在平坦衰落信道下有很好的性能, 然而多径衰落信道会引起空时编码系统的符号间干扰, 因此将其与正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)技术结合, 可以在频率选择衰落信道中同时提供发射分集和获得编码增益。解码空时码需要已知精确的信道状态信息(Channel State Information, CSI), CSI 可以通过发送导频序列进行估计。

对于单天线OFDM系统的导频信道估计, 文献[1]给出了整数抽样信道的估计方法, 当多径时延不是整数抽样时, 这种方法会产生不可恢复的内插错误^[2]。文献[3]提出的对频率域相关信息进行奇异值分解的信道估计方法, 可以解决非整数抽样信道估计问题。然而这种方法没有考虑特定的信道模型, 而当今无线通信系统的信道通常是有几个稀疏的多径, 针对这种情况, 文献[4-5]给出了基于参数信道模型的信道估计方法, 降低了相关矩阵信道子空间的维数, 用非线性估计方法直接估计出各多径时延, 但在低信噪比下受到门限的影响。文献[6]给出了跟踪延迟子空间的算法, 可以避免非线性估计的影响, 但是由于采用DFT插值而不可避免地造成误差地板效应。

对于多天线的导频信道估计方法, 文献[7]给出了最优导频序列和导频位置的设计, 并给出了最小二乘信道估计方法, 这种方法适用于整数抽样信道。文献[8]给出了用于STC-OFDM系统中的低阶信道估计方法, 减小了运算的复杂度, 可以用于非整数抽样稀疏信道中, 但需要已知信道的先

验信息, 包括各路径的增益及噪声方差。通常情况下, 很难获得信道的先验信息, 针对这种情况, 本文在文献[4]的基础上, 提出了一种改进的可用于 STC-OFDM 系统中的导频信道估计方法, 该算法不需要任何先验信息, 可应用于非整数抽样的稀疏信道中。

2 时变信道下的 STC-OFDM 系统模型

图 1 给出了两发两收 STC-OFDM 在时变信道下的系统模型。

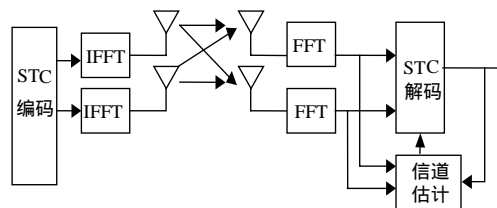


图 1 STC-OFDM 的系统框图

设总子载波数目为 K , 系统的采样周期为 T 。假设第 i 根发送天线和第 j 根接收天线之间的信道时域冲激响应为 $h_{i,j}(t, \tau) = \sum_{l=1}^L h_l(t) \delta(\tau - \tau_l T)$, L 为多径时延的路径数。信道离散化后对应的频域冲激响应为 $H_{i,j}(n, k) = \sum_{l=1}^L h_l(n) e^{\frac{j2\pi n \tau_l k}{KT}}$, 在接收端第 j 根天线经过 FFT 变换后的频域信号可表示成 $R_j(n, k) =$

作者简介: 焦慧颖(1980 -), 女, 博士研究生, 主研方向: 无线通信信道估计; 安建平, 博士生导师

收稿日期: 2007-03-25 **E-mail:** jhyinger@163.com

$\sum_{i=1}^2 H_{i,j}(n,k)X_i(n,k) + \eta_j[n,k]$ ，其中， $\eta_j[n,k]$ 表示在 n 时刻 j 根接收天线上相互独立的加性高斯白噪声，均值为零，方差为 σ^2 。

假设各个发射和接收天线间的信道响应是独立的，并且信道的多径增益在两个连续的 OFDM 符号内保持不变，即 $H_{i,j}(k) = H_{i,j}(1,k) = H_{i,j}(2,k)$ 。则系统可以简化成

$$\begin{bmatrix} \mathbf{R}_j(1,k) \\ \mathbf{R}_j(2,k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_{1,j}(1,k) & X_{2,j}(1,k) \\ -X_{2,j}^*(2,k) & X_{1,j}^*(2,k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{1,j}(k) \\ \mathbf{H}_{2,j}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \boldsymbol{\eta}_j(1,k) \\ \boldsymbol{\eta}_j(2,k) \end{bmatrix} \quad (1)$$

3 基于参数模型的 STC-OFDM 信道估计

一般的信道估计方法分为两步，首先使用最小二乘(LS)方法估计出导频所在位置处的信道信息，然后插值平滑出整个信道的频率响应。

3.1 STC-OFDM 系统的导频信道估计

假设每个 OFDM 符号共有 S 个导频符号，导频图案是均匀分布，所在位置 $k_s = sK/S$ ($0 \leq s \leq S-1$)，间隔 $M = K/S$ 。根据式(1)，利用最小二乘方法，导频位置 k_s 处的信道频率响应估计值可表示成

$$\hat{\mathbf{H}}_j(k_s) = \mathbf{X}(k_s)^{-1} \mathbf{R}_j(k_s) = \mathbf{H}_j(k_s) + \mathbf{X}(k_s)^{-1} \boldsymbol{\eta}_j(k_s) \quad (2)$$

$$\text{其中，} \hat{\mathbf{H}}_j(k_s) = \begin{bmatrix} \hat{H}_{1,j}(k_s) \\ \hat{H}_{2,j}(k_s) \end{bmatrix}; \mathbf{X}(k_s) = \begin{bmatrix} X_1(1,k_s) & X_2(1,k_s) \\ -X_2^*(2,k_s) & X_1^*(2,k_s) \end{bmatrix};$$

$$\boldsymbol{\eta}_j(k_s) = \begin{bmatrix} \eta_j(1,k_s) \\ \eta_j(2,k_s) \end{bmatrix}。$$

由于 $E\{\hat{\mathbf{H}}_j(k_s)\} = \mathbf{H}_j(k_s) + E\{\mathbf{X}(k_s)^{-1} \boldsymbol{\eta}_j(k_s)\} = \mathbf{H}_j(k_s)$ ，可以看出这种估计是无偏估计。当导频子载波发射能量为单位能量时，频域响应的 MSE 表示为

$$MSE\{\hat{\mathbf{H}}_j(k_s)\} = \frac{1}{2} E\{\|\hat{\mathbf{H}}_j(k_s) - \mathbf{H}_j(k_s)\|^2\} = \frac{\sigma^2}{2} \text{Tr}\{\mathbf{X}(k_s) \mathbf{X}(k_s)^{-1}\} \geq \sigma^2$$

容易知道，当导频符号也按照 STC 编码后，可以使得频率响应估计器的 MSE 达到最小，满足信道估计的 MMSE 准则，能够提高系统精度。

3.2 参数模型的信道估计方法

考虑 $2N$ 个 OFDM 符号，因为假设在两个连续的 OFDM 符号的信道频率响应保持不变，根据式(2)估计出第 i 根发射天线和第 j 根接收天线 N 个导频符号所在位置处的频率响应 $\hat{\mathbf{H}}_{i,j}(n) = [\hat{H}_{i,j}(n,0), \hat{H}_{i,j}(n,M), \dots, \hat{H}_{i,j}(n,(S-1)M)]^T$ 。根据随机过程的各态历经假设，用时间平均代替统计平均，可以估计信道的自相关矩阵。

$$\hat{\mathbf{R}} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \hat{\mathbf{H}}_{i,j}(n) \hat{\mathbf{H}}_{i,j}(n)^H \quad (3)$$

当 $N \rightarrow \infty$ ， $\hat{\mathbf{R}}$ 接近于真实值。将自相关矩阵特征值分解，可以分离出信号子空间和噪声子空间，从而估计出信道的多径数目和各径对应的时延^[4]。这种方法假设信道时延参数在 N 个 OFDM 符号内保持不变，不能跟踪快速信道的变化，同时由于存在特征值分解，算法复杂度较大，为了解决这个问题，采用一种低秩自适应的方法，提高性能，降低复杂度。

3.2.1 低阶自适应方法估计多径数目

OFDM 的时间延迟估计可以等效于天线阵列的 DOA 问题

^[9]，要求导频子载波间距满足 $s \leq \frac{K}{v}$ ， v 为循环前缀的采样长度。

设 $\hat{\mathbf{R}}_{LS}(n) = \hat{\mathbf{H}}_{LS}(n) \hat{\mathbf{H}}_{LS}(n)^H$ 是信道的瞬时相关矩阵，由于各个发射和接收信道相互独立，这里忽略 i, j 。为了去除信道在各个 OFDM 符号的相关性，采用前向/后向平滑的方法来加强相关矩阵信号子空间的中心对称性。

$\hat{\mathbf{R}}_{LS}^{fb}(n) = \frac{1}{2} (\hat{\mathbf{R}}_{LS}(n) + \mathbf{J} \hat{\mathbf{R}}_{LS}(n)^* \mathbf{J})$ ，这里 \mathbf{J} 是交换矩阵。设 γ 是遗忘系数 ($0 \leq \gamma \leq 1$)，采用递归的方法，得到时间平均相关矩阵 $\hat{\mathbf{R}}(n) = \gamma \hat{\mathbf{R}}(n-1) + (1-\gamma) \hat{\mathbf{R}}_{LS}^{fb}(n)$ 。

基于序贯正交迭代和 QR 分解的子空间的快速算法步骤如下：

(1) 初始化

确定遗忘系数 γ 和 $\hat{\mathbf{R}}(n)$ 信号子空间的上限 r_{\max} ，

$$\hat{\mathbf{R}}(0) = \mathbf{0}; \mathbf{Q}(0) = \begin{bmatrix} I_{r_{\max}} \\ 0 \end{bmatrix}; \boldsymbol{\Theta}(0) = I_{r_{\max}}; p(0) = 0;$$

(2) 子空间跟踪

$$\mathbf{A}(n) = \gamma \mathbf{A}(n-1) \boldsymbol{\Theta}(n-1) + (1-\gamma) \hat{\mathbf{R}}_{LS}(n) \mathbf{Q}(n-1)$$

$$\mathbf{A}(n) = \mathbf{Q}(n) \mathbf{V}(n) \quad (\text{QR 分解})$$

$$\boldsymbol{\Theta}(n) = \mathbf{Q}^H(n-1) \mathbf{Q}(n)$$

$$\boldsymbol{\Sigma}_s(n) = \text{diag}(\mathbf{V}(n) \boldsymbol{\Theta}(n)) \quad (\text{diag}(A) \text{ 表示以 } A \text{ 的对角元素构成的对角阵})$$

(3) 估计噪声方差和信号子空间的维数

$$p(n) = \gamma p(n-1) + (1-\gamma) \text{tr}(\hat{\mathbf{R}}_{LS}(n)) \quad (\hat{\mathbf{R}}(n) \text{ 的总功率})$$

$$\sigma^2(n) = \frac{1}{S - r_{\max}} (p(n) - \text{tr}(\boldsymbol{\Sigma}_s(n))) \quad (\text{噪声功率的方差})$$

$$\lambda_i(n) = (\boldsymbol{\Sigma}_s(n))_{i,i}, i = 1, 2, \dots, r_{\max}$$

$\hat{r}(n) = \text{Count}\{\lambda_i(n) : \lambda_i(n) > \sigma^2(n)\}$ ($\text{Count}\{\cdot\}$ 表示集合中的元素个数)

只有大于 $\sigma^2(n)$ 的特征值对应信号子空间，可以估计 $\hat{\mathbf{R}}(n)$ 的信号子空间维数 $\hat{r}(n)$ ，同时确定信号子空间的特征向量 $\hat{\mathbf{U}}_s(n)$ ，为矩阵 $\mathbf{Q}(n)$ 的前 $\hat{r}(n)$ 列。

这种自适应低秩方法的算法复杂度为 $O(Kr_{\max}^2)$ ^[10]，采用了低秩建模和递归运算，避免了特征值分解运算，降低了算法复杂度。

3.2.2 ESPRIT 方法估计各径时延

从 $\hat{\mathbf{R}}(n)$ 的信号子空间中得到 $\hat{\mathbf{U}}_1(n) = [\mathbf{I}_{S-1} \mathbf{0}_{S-1}] \hat{\mathbf{U}}_s(n)$ 和 $\hat{\mathbf{U}}_2(n) = [\mathbf{0}_{S-1} \mathbf{I}_{S-1}] \hat{\mathbf{U}}_s(n)$ 两个移不变子空间， \mathbf{I}_{S-1} 是 $S-1$ 维单位阵。利用式(4)得到多径时延的估计值

$$\tau_i(n) = \frac{\text{angle}(v_i^*(n)) K T}{2\pi M} \quad (4)$$

其中， $v_i(n)$ 是矩阵 $(\hat{\mathbf{U}}_1^H \hat{\mathbf{U}}_1)^{-1} \hat{\mathbf{U}}_1^H \hat{\mathbf{U}}_2$ 的 $\hat{r}(n)$ 个特征值 ($1 \leq i \leq \hat{r}(n)$)， $\text{angle}(v_i^*(n))$ 表示 $v_i(n)$ 复共轭的相位角。

3.2.3 信道频率域上的插值和时间域上的平滑

利用导频位置处的信道估计信息 $\hat{\mathbf{H}}(n)$ 和估计得到的 $\tau_i(n)$ ，可以得到时域的信道估计为

$$\hat{\mathbf{h}}(n) = \left(\frac{\beta}{\text{SNR}} \mathbf{C}_h^{-1} + \mathbf{F}_p^H \mathbf{F}_p \right)^{-1} \mathbf{F}_p^H \hat{\mathbf{H}}_{LS}(n)$$

其中, β 是信号平均功率和导频功率的比值; SNR 是平均信噪比; $[F_p]_{s,l} = e^{-j2\pi \frac{s_l r(n)}{KT}}$ ($0 \leq s \leq S-1, 1 \leq l \leq L$); C_h 是信道多径增益的协方差矩阵, 通常情况下 C_h 是未知的, 由文献[11], 对于均匀分布的信道功率延迟谱函数, 信道估计器对 C_h 具有鲁棒性, 因此可以选择 $C_h = \text{diag}([1/r(n), \dots, 1/r(n)])$ 。从而所有子载波处的频率响应为

$$\hat{H}(n) = F_H \hat{h}(n)$$

其中, $[F_H]_{k,l} = e^{-j2\pi \frac{k_l r(n)}{KT}}$ ($0 \leq k \leq K-1, 1 \leq l \leq L$)。这种插值方法只利用了频率域的相关, 可以使用时间相关来进一步提高信道估计的性能。

参数化模型导频符号信道估计的均方差性能

$MSE_{H_{LS}(n)} \approx \frac{\hat{r}(n)\beta}{S \cdot SNR}$, 非参数化模型导频符号信道估计的均方差性能 $MSE_{H_{LS}(n)} \approx \frac{(v+1)\beta}{S \cdot SNR}$, 对于稀疏信道 $v+1 > \hat{r}(n)$, 可见

使用参数化模型信道估计降低了信号子空间的维数, 提高了估计器的性能。

4 仿真结果与分析

对所给的方法进行计算机仿真, 系统带宽为 2 MHz, 256 个子载波, 采用 2 根发射天线和 2 根接收天线, 空时分组编码, 循环前缀采样长度 $\nu=16$, 采用 QPSK 调制, 每个 OFDM 符号有 32 个导频子载波。信道采用 COST 207 模型的 TU 典型环境, 有非整数抽样的 6 径。仿真结果如图 2 和图 3 所示。

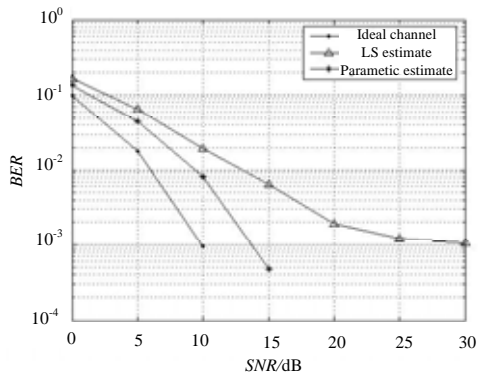


图 2 BER 性能比较

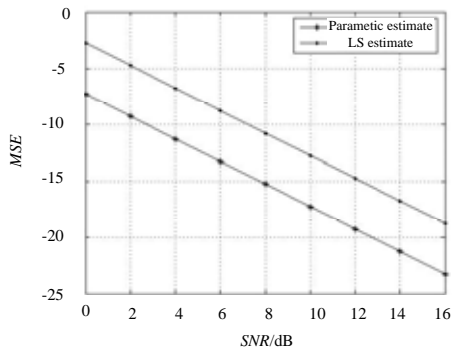


图 3 MSE 性能比较

图 2 给出了非参数信道模型的最小二乘信道估计方法、给定的参数模型信道估计方法和理想信道情况下, 信噪比 SNR 和误比特率 BER 的性能曲线, 最大多普勒频率 $f_D = 10$ Hz。可以看出给定的信道估计方法有较好的性能提高。

图 3 给出了非参数模型最小二乘信道估计方法, 给定的参数模型信道估计方法的估计均方误差 MSE 和信噪比 SNR 的关系曲线, 从图中可以看出, 参数模型信道估计 MSE 性能要比非参数模型好大约 4 dB, 和理论分析的 MSE 值相符。

5 结束语

本文针对稀疏信道特性的 STC-OFDM 系统, 应用基于参数化模型的信道估计方法, 通过减小相关矩阵的信号子空间维数减小运算量, 同时利用迭代的方法避免特征值分解, 进一步简化算法。仿真结果表明, 相对比非参数信道模型的方法, 无论在误比特率性能还是均方误差性能上, 都有很大的提高。

参考文献

- [1] Michele M, Umberto M. A Comparison of Pilot-aided Channel Estimation Methods for OFDM System[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2001, 49(12): 3065-3073.
- [2] Ove E, Magnus S, Jan-Jaap V. On Channel Estimation in OFDM Systems[C]//Proc. of IEEE Conf. on Vehicular Technology. Chicago, IL: [s. n.], 1995.
- [3] Edfor O, Sandell M, Van de Beek J J, et al. OFDM Channel Estimation by Singular Value Decomposition[J]. IEEE Trans. on Commun., 1998, 46(7): 931-939.
- [4] Yang Baoguo, Lataief K B, Roger S Cheng, et al. Channel Estimation for OFDM Transmission in Multipath Fading Channels Based on Parametric Channel Modeling[J]. IEEE Trans. on Commun., 2001, 49(3): 467-479.
- [5] Raghavendra M R, Bhashyam S, Giridhar K. Exploiting Hopping Pilots for Parametric Channel Estimation in OFDM Systems[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2005, 12(11): 737-740.
- [6] Simeone O, Bar-Ness Y, Spagnolini U. Pilot-based Channel Estimation for OFDM Systems by Tracking the Delay-subspace[J]. IEEE Trans. on Wireless Commun., 2004, 13(1): 315-325.
- [7] Barhumi I, Leus G. Optimal Training Design for MIMO OFDM Systems in Mobile Wireless Channel[J]. IEEE Trans. on Signal Processing, 2003, 51(6): 1615-1624.
- [8] Yi Gong, K Letaief B. Low Complexity Channel Estimation for Space-time Coded Wideband OFDM Systems[J]. IEEE Trans. on Wireless Commun., 2003, 2(5): 876-882.
- [9] Oziewicz M. On Application of MUSIC Algorithm to Time Delay Estimation in OFDM Channels[J]. IEEE Trans. on Broadcasting, 2005, 51(2): 249-255.
- [10] Peter S. Low-rank Adaptive Filters[J]. IEEE Trans. on Signal Processing, 1996, 44(12): 2932-2947.
- [11] Li Geoffrey, Cimini L J, Sollenberger N R. Robust Channel Estimation for OFDM Systems with Rapid Dispersive Fading Channels[J]. IEEE Trans on. Commun., 1998, 46(7): 902-915.