

一种实用的基于导频的空时编码 OFDM 系统信道估计方法¹

屈代明 朱光喜 陈钟麟
(华中科技大学电子与信息工程系 武汉 430074)

摘 要 该文研究了在多径衰落信道情况下的基于导频的空时编码 OFDM 系统的信道估计方法, 包括基于 DFT 的 LS, LMMSE 算法, 提出了一种实用的估计方法, 该方法通过优化设计的导频符号避免了复杂的矩阵求逆计算, 大大降低了 LS, LMMSE 算法的复杂度和运算量, 在性能上接近理想信道信息情况下的性能。

关键词 空时编码, 发射分集, OFDM, 信道估计
中图分类号 TN911.22

1 引言

采用空间分集是一种提高无线信道容量的重要方法, 在蜂窝系统中多天线接收分集和波束成形大大提升了上行链路的性能。对于下行链路, 可以利用各种发射分集方法, 如空时格形编码^[1]和空时分组编码, 来提高链路容量和性能。随着互联网的快速发展, 在无线环境下尤其是广域的蜂窝无线网络中提供高级的互联网接入服务成为研究的热点。这要求新一代的无线通信系统具有更高的数据传输速率, 更高的频谱利用率。为了满足这个要求, 提出了一些使用发射分集和接收分集的 OFDM 系统, 其中又以空时编码 OFDM 效果最好。

要在空时编码 OFDM 系统中使用相关解码, 就必须获得对应每一对发射和接收天线的信道状态信息(CSI)。但是由于使用了发射分集, 每个接收到的 OFDM 子载波信号都是不同发射天线发射的不同 OFDM 子载波信号的叠加, 单发射天线 OFDM 系统的信道估计方法^[2]不再适用。文献[3,4]提出的发射分集 OFDM 系统信道估计算法中涉及矩阵求逆, 运算量都太大。本文提出的基于导频的 LS 和 LMMSE 信道估计方法, 使用特殊设计的导频符号, 将频域上叠加的信号变换为时域上分离的信号, 最终简化为单发射天线 OFDM 系统的信道估计。该方法能有效降低估计方法的运算量, 适合广域的蜂窝无线网络环境下频率选择性和时间选择性衰落信道的估计。

2 空时编码 OFDM 系统

一个采用空时编码的双发射天线的 OFDM 系统如图 1 所示。在发射时刻 n , 二进制数据块 $\{b[n, k] : k = 0, 1, \dots, N-1\}$, 其中 N 是系统子载波的数量, 被编码成两个不同的符号块, $\{t_i[n, k] : k = 0, 1, \dots, N-1\}, i = 1, 2$ 。其中每个符号块都是一个 OFDM 块。 $t_i[n, k]$ 分别调制两个 OFDM 信号, 再由两个发射天线发射出去。因此在接收端收到的信号经 DFT 变换后的信号是两个发射信号经过信道后的叠加, 可以用 (1) 式来表达:

$$r[n, k] = \sum_{i=1}^2 H_i[n, k] t_i[n, k] + w[n, k], \text{ 矢量表示式为 } \mathbf{r}_n = \sum_{i=1}^2 \mathbf{t}_{i,n} \mathbf{H}_{i,n} + \mathbf{W}_n \quad (1)$$

其中 \mathbf{r}_n , $\mathbf{H}_{i,n}$ 和 \mathbf{W}_n 分别是 OFDM 符号块 n 的接收信号、信道频域响应和加性高斯白噪声, 都是 $N \times 1$ 矢量, 每个元素对应一个子载波。 $\mathbf{t}_{i,n}$ 是 $N \times N$ 阶对角矩阵, 对角线元素 $t_{i,n}[k, k] = t_i[n, k]$ 即发射时刻 n 在子载波 k 上天线 i 的发射符号。 \mathbf{W}_n 是接收天线上的加性白

¹ 2002-06-24 收到, 2002-12-11 改回
863 计划资助课题 (2001AA121031)

噪声, 具有零均值和 σ_n^2 方差, 并且对于不同的 n, k 都不相关, 自相关为 $E[\mathbf{W}_n^H \mathbf{W}_n] = \sigma_n^2 \mathbf{I}_N$, 其中 \mathbf{I}_N 为 $N \times N$ 单位矩阵.

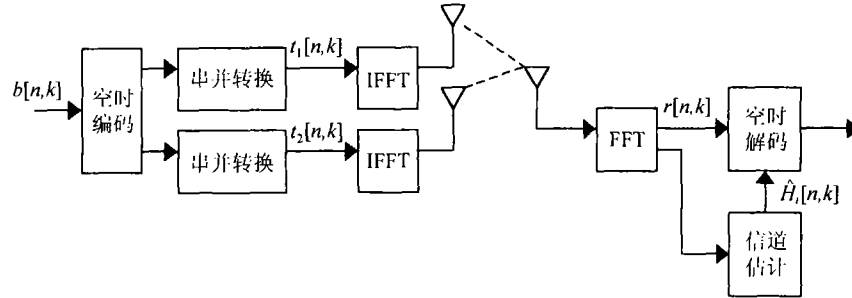


图 1 使用信道估计的空时编码 OFDM 系统

在接收端使用 Viterbi 算法进行空时解码, Viterbi 算法通过最小化如 (2) 式表示的测度来进行译码^[1],

$$\left\| r_n[k] - \sum_{i=1}^2 t_{i,n}[k, k] \hat{\mathbf{H}}_{i,n}[k] \right\|^2 \quad (2)$$

其中 $\|\cdot\|$ 代表欧几里德范数, $\hat{\mathbf{H}}_{i,n}$ 为 $\mathbf{H}_{i,n}$ 估计. 显然信道参数估计对正确进行空时解码至关重要.

第 i 个发射天线和接收天线之间在时刻 n 的离散时间信道冲激响应可以用一个 $L \times 1$ 阶的矢量 $\mathbf{h}_{i,n}$ 来表达, 那么频域响应矢量可以表示为

$$\mathbf{H}_{i,n} = \mathbf{F} \mathbf{h}_{i,n} \quad (3)$$

其中 \mathbf{F} 是一个 $N \times L$ 阶的矩阵, \mathbf{F} 的元素 $F[k, l] = (1/\sqrt{N})e^{-i2\pi kl/N} = W_N^{kl}$, $0 \leq k \leq N-1$, $0 \leq l \leq L-1$. 显然 \mathbf{F} 由 $N \times N$ 阶的 DFT 矩阵的前 L 列组成. 对 $\mathbf{H}_{i,n}$ 的估计可以转化为对 $\mathbf{h}_{i,n}$ 的估计.

3 导频符号设计和信道估计算法

3.1 导频符号辅助信道估计

假设一个 OFDM 符号中有 K 个导频符号, 这 K 个导频符号在 OFDM 符号中的子载波位置序号分别用 i_1, i_2, \dots, i_K 表达. 在接收端根据这 K 个导频符号的接收值对 2 个发射天线的信道响应进行估计. 频域信道响应的模型在上一节讨论过了, 频域信道响应在这 K 个导频符号上的取值可表示为

$$\tilde{\mathbf{H}}_{i,n} = \tilde{\mathbf{F}} \mathbf{h}_{i,n} \quad (4)$$

其中 $\tilde{\mathbf{F}}$ 由矩阵 \mathbf{F} 中对应 K 个导频符号的那 K 行组成, 是一个 $K \times L$ 阶矩阵, 接收到的导频符号矢量可以表示为

$$\tilde{\mathbf{r}}_n = \sum_{i=1}^2 \mathbf{P}_{i,n} \tilde{\mathbf{H}}_{i,n} + \tilde{\mathbf{W}}_n = \mathbf{G}_n \mathbf{h}_n + \tilde{\mathbf{W}}_n \quad (5)$$

其中 $\mathbf{P}_{i,n}$ 是 $K \times K$ 阶对角矩阵, 对角线元素 $P_{i,n}[i_k, i_k]$ 即时刻 n 在子载波 i_k 上天线 i 发射的导频符号; $\mathbf{G}_n \triangleq [\mathbf{P}_{1,n} \tilde{\mathbf{F}} \quad \mathbf{P}_{2,n} \tilde{\mathbf{F}}]$, $\mathbf{h}_n \triangleq [h_{1,n}^H \quad h_{2,n}^H]^H$. 在 $K \geq 2L$ 的情况下, 可以根据 $\tilde{\mathbf{r}}_n$ 对 $\mathbf{h}_{i,n}$ 做出 LS 和 LMMSE 估计^[3,4].

假设发射时刻 n 信道冲激响应是确定的但是未知的, 信道冲激响应矢量的时域估计可以通过直接最小化代价函数 $C(\mathbf{h}_n)$ 的方法得到:

$$\hat{\mathbf{h}}_{n,LS} = \arg \min_{\mathbf{h}_n} C(\mathbf{h}) = \arg \min_{\mathbf{h}_n} (\|\tilde{\mathbf{r}}_n - \mathbf{G}_n \mathbf{h}_n\|^2) \quad (6)$$

其中 $\hat{\mathbf{h}}_{n,LS} \triangleq [\hat{\mathbf{h}}_{1,n,LS}^H \hat{\mathbf{h}}_{2,n,LS}^H]^H$.

在 \mathbf{G}_n 列满秩的条件下, LS 方法有唯一解, 可以表示为

$$\hat{\mathbf{h}}_{n,LS} = (\mathbf{G}_n^H \mathbf{G}_n)^{-1} \mathbf{G}_n^H \mathbf{r}_n \quad (7)$$

在信道时域响应矢量 \mathbf{h}_n 符合零均值高斯分布而且与信道噪声不相关的情况下, \mathbf{h}_n 的 LMMSE 估计可表示为

$$\hat{\mathbf{h}}_{n,LMMSE} = \mathbf{R}_{h\tilde{\mathbf{r}}} \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{r}}\tilde{\mathbf{r}}}^{-1} \tilde{\mathbf{r}}_n \quad (8)$$

其中 $\mathbf{R}_{h\tilde{\mathbf{r}}} = E[\mathbf{h}_n \mathbf{r}_n^H] = E[\mathbf{h}_n (\mathbf{G}_n \mathbf{h}_n + \mathbf{W}_n)^H] = \mathbf{R}_{hh} \mathbf{G}_n^H$

$$\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{r}}\tilde{\mathbf{r}}} = E[\tilde{\mathbf{r}}_n \tilde{\mathbf{r}}_n^H] = \mathbf{G}_n \mathbf{R}_{hh} \mathbf{G}_n^H + \mathbf{R}_{ww}$$

其中

$$\mathbf{R}_{hh} = E[\mathbf{h}_n \mathbf{h}_n^H] = \begin{bmatrix} E[\mathbf{h}_{1,n} \mathbf{h}_{1,n}^H] & E[\mathbf{h}_{1,n} \mathbf{h}_{2,n}^H] \\ E[\mathbf{h}_{2,n} \mathbf{h}_{1,n}^H] & E[\mathbf{h}_{2,n} \mathbf{h}_{2,n}^H] \end{bmatrix} \text{ 是信道的自相关矩阵} \quad (9)$$

从 (7) 式和 (8) 式可看出 LS 和 LMMSE 估计都涉及矩阵的求逆运算, 运算量很大.

3.2 导频符号设计

在进行导频符号设计时遵循了以下 3 点原则:

(1) 导频符号的位置采用等间隔的设计. 这是因为文献 [5] 证明了只有等间隔条件下才能够达到最小估计方差;

(2) $K \geq 2L$. 只有 $K \geq 2L$ 才能保证 \mathbf{G}_n 列满秩, (7) 式和 (8) 式有解;

(3) $\mathbf{P}_{1,n}$ 和 $\mathbf{P}_{2,n}$ 的设计必须保证 \mathbf{G}_n 列满秩. 另外精心设计 $\mathbf{P}_{1,n}$ 和 $\mathbf{P}_{2,n}$ 可有效化简 (7) 式和 (8) 式的计算量.

根据以上原则, 导频符号位置 $\{i_1, i_2, \dots, i_k\}$ 可以表示为

$$i_k = a + b(k-1), \quad 0 \leq k \leq K-1 \quad (10)$$

其中 $b = N/K$, a 为偏移量 $0 \leq a < b$, 可以在不同的 OFDM 符号采用不同的 a , 例如欧洲的 DVB-T 系统的导频符号安排. 为减少导频符号数, 可以取

$$K = 2L \quad (11)$$

其中 L 是离散时间信道冲激响应的最大时延扩展, 在实际系统中如果所取的 L 小于最大时延扩展, 那么系统会存在一个不可消除的错误底线 (error floor)^[2].

取导频符号 $\mathbf{P}_{1,n}$ 为任一在单发射天线情况下的最优化导频, 使 $\mathbf{P}_{2,n}$ 和 $\mathbf{P}_{1,n}$ 之间存在如下关系:

$$\mathbf{P}_{2,n} = \mathbf{P}_{1,n} \mathbf{C} = \mathbf{P}_{1,n} \text{diag}(W_N^{i_1 L}, W_N^{i_2 L}, \dots, W_N^{i_k L}) \quad (12)$$

本文的后续部分显示, 这种导频符号设计可有效降低信道估计时的计算复杂度. 导频符号采用相同的模值, 那么有 $\mathbf{P}_{1,n} \mathbf{P}_{1,n}^H = \mathbf{P}_{1,n}^H \mathbf{P}_{1,n} = \mathbf{P}_{2,n} \mathbf{P}_{2,n}^H = \mathbf{P}_{2,n}^H \mathbf{P}_{2,n} = A \mathbf{I}$, 其中 A 是导频符号能量.

3.3 LS 和 LMMSE 方法的化简

在上述的导频设计条件下, \mathbf{G}_n 是可逆方阵, 且有 $\mathbf{G}_n = [\mathbf{P}_{1,n}\tilde{\mathbf{F}} \ \mathbf{P}_{2,n}\tilde{\mathbf{F}}] = \mathbf{P}_{1,n}\tilde{\mathbf{F}}$, 其中 $\tilde{\mathbf{F}}$ 为 $K \times 2L = K \times K$ 方阵,

$$\tilde{\mathbf{F}} \triangleq \begin{bmatrix} 1 & W_N^{i_1} & \cdots & W_N^{i_1(2L-1)} \\ 1 & W_N^{i_2} & \cdots & W_N^{i_2(2L-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & W_N^{i_K} & \cdots & W_N^{i_K(2L-1)} \end{bmatrix} \quad (13)$$

可以验证 (此处从略), $\tilde{\mathbf{F}}^{-1} = (N/K)\tilde{\mathbf{F}}^H$.

应用以上结论 LS 和 LMMSE 估计可以改写为

$$\hat{\mathbf{h}}_{n,\text{LS}} = \mathbf{G}_n^{-1} \mathbf{r}_n = [N/(AK)]\tilde{\mathbf{F}}^H \mathbf{P}_{1,n}^H \tilde{\mathbf{r}}_n \quad (14)$$

$$\hat{\mathbf{h}}_{n,\text{LMMSE}} = \mathbf{R}_{hh}(\mathbf{R}_{hh} + \frac{N\sigma_n^2}{AK}\mathbf{I}_K)^{-1} \mathbf{G}_n^{-1} \mathbf{r}_n = \mathbf{R}_{hh}(\mathbf{R}_{hh} + \frac{N\sigma_n^2}{AK}\mathbf{I}_K)^{-1} \hat{\mathbf{h}}_{n,\text{LS}} \quad (15)$$

按照 (10)–(12) 式设计的导频符号, 避免了对 \mathbf{G}_n 求逆. 而且 $\tilde{\mathbf{F}}^H$ 与 IDFT 变换很相似, 可以利用 IFFT 快速算法来加速左乘 $\tilde{\mathbf{F}}^H$ 运算.

对于 LMMSE 算法, 必须知道信道的自相关矩阵 \mathbf{R}_{hh} (见 (9) 式), 我们考虑 h_1 和 h_2 的衰落不相关的情况, 即 $E[\mathbf{h}_{2,n}\mathbf{h}_{1,n}^H] = E[\mathbf{h}_{1,n}\mathbf{h}_{2,n}^H] = \Phi$ 的情况, $\mathbf{R}_{hh}\{(\mathbf{R}_{hh} + [N\sigma_n^2/(AK)]\mathbf{I}_K)^{-1}$ 中的 K 阶矩阵求逆可以化简为两个 $K/2$ 阶矩阵的求逆. 更进一步我们可以将 $E[\mathbf{h}_{1,n}\mathbf{h}_{1,n}^H]$ 和 $E[\mathbf{h}_{2,n}\mathbf{h}_{2,n}^H]$ 近似为对角矩阵, 即 $E[\mathbf{h}_{1,n}\mathbf{h}_{1,n}^H] = \text{diag}(\lambda_0, \lambda_1, \dots, \lambda_{L-1})$, 那么 $\mathbf{R}_{hh}\{(\mathbf{R}_{hh} + [N\sigma_n^2/(AK)]\mathbf{I}_K)^{-1}$ 中只有对角矩阵求逆.

参数 K 和 L 是根据信道的最大时延扩展和 OFDM 系统的效率来确定的, 在大多数信道情况下, 少数几条时延比较短的传输路径对系统信道响应的作用是主要的, 因此我们可以进一步化简 $E[\mathbf{h}_{1,n}\mathbf{h}_{1,n}^H] = \text{diag}(1, \cdot, 1, 0, \dots, 0)$, 这种方法在文献 [3] 中被称为显著抽头捕捉 (STC, Significant Tap Catching) 方法.

4 仿 真

我们通过计算机仿真实验验证了 LS, LMMSE 和 STC 方法及其性能分析, 使用的仿真系统参数有, 子载波数量 (DFT 点数) $N=256$, 另外有 32 个点的循环前缀保护间隔. 空时编码采用文献 [1] 中的 4PSK 调制, 16 状态, 效率为 2bit/(s·Hz) 的双发射天线空时编码.

仿真用的信道有 $L_h = 20$ 条径, 分别对应 0 到 $L_h - 1$ 个点的时延. L_h 条径的复数幅度之间互相独立, 其能量符合指数衰减的瑞利分布, 即 $E[\lambda_k] = \exp(-k/5)$, $k = 0, 1, \dots, L_h$. 因此我们有 $E[\mathbf{h}_{1,n}\mathbf{h}_{1,n}^H] = E[\mathbf{h}_{2,n}\mathbf{h}_{2,n}^H] = \text{diag}[1, \dots, \exp(-L_h/5), 0, \dots, 0]$.

设计导频符号的有关参数, 取 $L=32$, $K=64$.

LS, LMMSE 和 STC 估计算法与理想信道信息情况下的误码率性能比较见图 2. 值得注意的是与其它几种方法相比 LS 方法的性能较差, 与理想信道信息情况相差了约 3dB, 这也是可以预见的, 因为在本仿真中使用了 64 个导频符号来估计两个天线共 64 个点的时域信道响应, 几乎没有信道估计增益, 其性能接近差分调制解调. LMMSE 和 STC 方法的性能介于 LS 和理想信道估计之间, LMMSE 略优于 STC, 两者的算法复杂度接近, 都可以在实际系统中采用, 考虑到 STC 方法不需要有关信道自相关的先验信息, STC 方法的实用性和对各种信道的适应性更强.

5 总 结

本文提出的导频符号设计和相应的 LS, LMMSE 和 STC 信道估计方法具有比较简单的算法结构和实现复杂度, 是一种实用的空时编码 OFDM 系统信道估计方法。本文的讨论针对双发射天线的情况, 更多发射天线的空时编码 OFDM 系统也可以采用类似的方法。

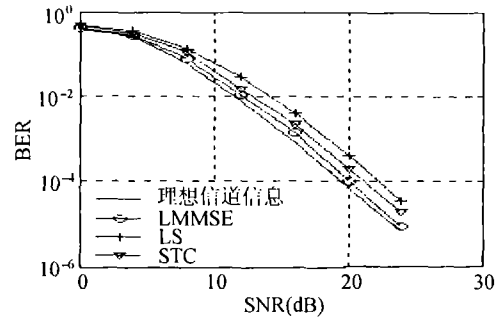


图 2 各种估计算法的误码率性能

参 考 文 献

- [1] V. Tarokh, N. Seshadri, A. R. Calderbank, Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction, *IEEE Trans. on Information Theory*, 1998, 44(2), 744-765.
- [2] J. J. van de Beek, O. Edfors, M. Sandell, S. K. Wilson, P. O. Borjesson, On channel estimation in OFDM systems, *Proc. IEEE Vehicular Technology Conf.*, Chicago, IL, USA, July 1995, Vol.2, 815-819.
- [3] Y. Li, N. Seshadri, L. Ariyavisitakul, Channel estimation for OFDM systems with transmitter diversity in mobile wireless channel, *IEEE J. on Selected Areas in Communications*, 1999, 17(3), 461-471.
- [4] Won Gi Jeon, Kyung Hyun Paik, Yong Soo Cho, Two-dimensional MMSE channel estimation for OFDM systems with transmitter diversity, *Vehicular Technology Conference*, Atlantic City, USA, 2001 FALL, Vol.3, 1682-1685.
- [5] R. Negi, J. Cioffi, pilot tone selection for channel estimation in a mobile OFDM system, *IEEE Trans. on Consumer Electronics*, 1998, 44(3), 1122-1128.

A PRACTICAL PILOT-BASED CHANNEL ESTIMATION METHOD FOR SPACE-TIME CODED OFDM SYSTEM

Qu Daiming Zhu Guangxi Chen Zhonglin

(Dept. Electron. & Info. Eng., Huazhong Uni. of Sci. & Tech., WuHan 430074, China)

Abstract This paper deals with pilot-based channel estimation of space-time coded OFDM system in frequency selective channels. DFT-based LS and LMMSE method are studied. A practical channel estimation method is proposed. In proposed method the complexity of LS and LMMSE methods is greatly reduced by optimally designing the pilot symbols. And the performance demonstrated by simulation is close to idea channel information.

Key words Space-time code, Transmitter diversity, OFDM, Channel estimation

屈代明: 男, 1972 年生, 博士生, 主要从事无线通信方面的研究。

朱光喜: 男, 1945 年生, 教授, 博士生导师, 主要从事多媒体和无线通信方面的研究。

陈钟麟: 男, 1968 年生, 博士生, 主要从事空时编码方面的研究。