

# 一种 OFDM 系统中的盲信道估计算法<sup>1</sup>

邵怀宗 彭启琮

(电子科技大学通信与信息工程学院 成都 610054)

**摘 要** 该文利用 OFDM 系统传输的信息符号为有限字符集和各子载波的相互独立性, 提出了用伪导频符号 (PPS) 进行信道的盲估计算法。与用于做信道估计的导频符号不同, PPS 传输的是有用的数据, 因此提高了系统的带宽利用率, PPS 的平均功率增加 3dB 或 6dB 可有效抑制信道的加性高斯噪声, 对信道盲估计的均方误差 (MSE) 和由此算法获得的信道的状态信息对无编码的 OFDM 系统进行解调的误比特率进行了仿真, 结果表明提出的算法是有效的并具有很好的灵活性。

**关键词** 盲信道估计, OFDM, 伪导频符号

**中图分类号** TN911.23

## 1 引言

随着高速率数据传输的要求, 使正交频分复用 (OFDM) 传输系统得到十分广泛的应用, 如无线宽带局域网标准 IEEE802.11a、MMAC 和 HIPERLAN/2<sup>[1]</sup>、欧洲的数字音频广播 (DAB) 和数字视频广播 (DVB)<sup>[2]</sup> 等。由于传输的信道往往是有记忆的, 因此为了消除码间干扰, OFDM 系统通过预编码处理, 将卷积滤波信道转换成一组并行、相互独立的具有平坦性衰落的高斯子信道, 所以可使用简单的频域均衡技术 (获得的数据进行 FFT 处理的输出除以相应的信道的频域响应) 即可解调, 因此在相干解调 OFDM 通信系统中, 要能有效抑制信道带来的畸变并正确获得发射端发送的数据, 对信道的正确估计就成为系统的关键。为了获得信道的正确估计, 通常使用训练序列或导频符号。然而由于使用训练序列或导频符号必然占用一定的有效带宽, 从而使系统的传输效率降低, 为了解决这一问题, 研究盲信道估计算法是最富有吸引力的。目前, 在 OFDM 系统中已研究出几种盲的信道估计算法, 其中一些算法是基于自相关矩阵的子矩阵的盲信道估计算法<sup>[3]</sup>; 另一些算法基于子空间分解的盲信道估计算法<sup>[4]</sup> 或基于输出数据的循环平稳性的信道盲估计算法<sup>[5]</sup>, 这些算法不能保证对所有的 FIR 信道都能辨识且需要的运算量很大, 因此处理延迟大。

本文以慢变无线信道为背景, 利用产生信息的符号为有限字符集特性及其统计特性, 提出使用伪导频符号 (PPS) 的盲信道估计算法, 所谓的 PPS 指的是分布于频域的导频符号仍然传输的是有效随机数据, 其平均能量被提高 3dB 或 6dB 以增加其抗信道加性噪声的能力, 而接收端把这些符号当作假想的导频符号并利用产生信息的符号数目的有限性及其统计特性来对信道进行盲估计。

## 2 OFDM 系统

对有  $N$  个子载波的 OFDM 数据传输系统 (如图 1 所示) 作如下假设: (1) 信道的最大延迟  $\tau_{\max} = gT \leq \overline{GT} = T_{\overline{G}}$ ,  $T$  为抽样时间间隔, 即信道 FIR 滤波器的最大抽头数  $g$  小于或等于循环前缀  $\overline{G}$ ; (2) 发射机和接收机同步良好; (3) 信道的衰落足够慢, 在  $I$  个 OFDM 符号周期 ( $T_s = (N + \overline{G})T$ ) 内可认为是一恒定值。

<sup>1</sup> 2002-04-08 收到, 2002-08-29 改回

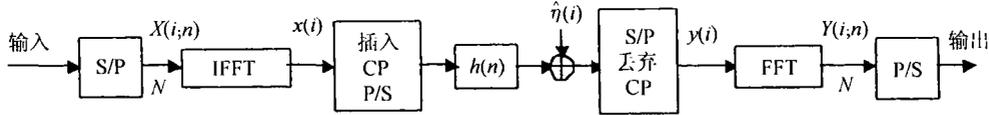


图 1 OFDM 系统原理图

从 OFDM 系统的原理图可知, 串行数据被分成块后进入 IFFT, 将频域信号转换成时域信号, 再加入循环前缀后, 送入发射机通过信道传输, 信道输出的时域基带信号可表示为<sup>[6]</sup>

$$\mathbf{y}(i) = \tilde{\mathbf{H}}_i \mathbf{x}(i) + \boldsymbol{\eta}(i) \quad (1)$$

其中  $\mathbf{y}(i) = [y(i;0), y(i;1), \dots, y(i;N-1)]$  为信道输出,  $\mathbf{x}(i) = [x(i;0), x(i;1), \dots, x(i;N-1)]$  为信道输入,  $\boldsymbol{\eta}(i) = [\eta(i;0), \eta(i;1), \dots, \eta(i;N-1)]$  为信道加性高斯白噪声, 其均值为 0, 方差为  $\sigma$ ,  $\tilde{\mathbf{H}}_i$  为信道矩阵:

$$\tilde{\mathbf{H}}_i = \begin{bmatrix} h(0) & 0 & \dots & 0 & h(g-1) & \dots & h(1) \\ h(1) & h(0) & 0 & \dots & 0 & h(g-1) & \dots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ h(g-1) & \dots & h(1) & h(0) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & h(g-1) & \dots & h(1) & h(0) & 0 & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & h(g-1) & \dots & h(1) & h(0) \end{bmatrix}_{N \times N} \quad (2)$$

对 (2) 式作本征值分解有  $\tilde{\mathbf{H}}_i = \mathbf{F}^* \mathbf{D}_i \mathbf{F}$ . 其中  $\mathbf{F}$  和  $\mathbf{F}^*$  分别为 FFT 和 IFFT 矩阵,  $\mathbf{D}_i$  为对角矩阵, 其值为  $\mathbf{D}_i = \text{diag}\{H(\rho_0), H(\rho_1), \dots, H(\rho_{N-1})\}$ , 当时间离散的信道冲激响应为  $\bar{\mathbf{h}} = [h(0), h(1), \dots, h(g-1)]$ , 第  $n$  个子信道的频率响应为

$$H(\rho_n) = \sum_{k=0}^{g-1} h(k) e^{-j2\pi kn/N} \quad (3)$$

其中  $\rho_n := e^{j(2\pi/N)n}$ ,  $n \in [0, N-1]$ . 因此在上述假设条件下, 在 OFDM 系统中, FIR 卷积信道可用一组并行的相互独立的高斯子信道 (如图 2 所示) 来等价描述:

$$Y(i;n) = X(i;n)H(\rho_n) + \tilde{\eta}(i,n), \quad n \in [0, N-1] \quad (4)$$

其中  $Y(i;n)$  表示第  $i$  个接收符号中第  $n$  个子载波的数据,  $X(i;n)$  为第  $i$  个发射符号中第  $n$  个子载波的数据,  $\tilde{\eta}(i) = \text{FFT}(\boldsymbol{\eta}(i))$ .

### 3 信道冲激响应的估计方法

对每个 OFDM 符号 (4) 式成立, 由于各个子信道相互独立, 因此各个子信道的统计特性也是相互独立的, 根据系统的假设条件 (1) 可知, 只要有  $g$  个 PPS 子信道就可用 (3) 式得到  $g$  个独立的方程并唯一地确定时域中信道的冲击响应. 为了抑制噪声, 通常取  $G(G > g)$  个 PPS 并将其平均功率增加 3dB 或 6dB. 为了模型化, 设从已知导频符号得到的  $G$  个子载波的频率响

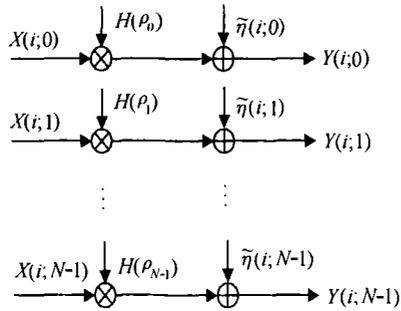


图 2 OFDM 的等价模型

应为  $H(\rho_{t_i})$ , ( $i = 0, 1, \dots, G - 1$ ),  $t_i \in \{0, 1, \dots, N - 1\}$ . 先定义矩阵  $\mathbf{V}$  为 FFT 矩阵的第  $t_i$  ( $i = 0, 1, \dots, G - 1$ ) 行的前  $g$  个元组成的  $G \times g$  矩阵, 其 Matlab 表示为  $\mathbf{V}_G = \sqrt{N}F_N(t_i, 1 : g)$ , ( $i = 0, 1, \dots, G - 1$ ),  $\hat{\mathbf{H}} = [H(\rho_{t_0}), H(\rho_{t_1}), \dots, H(\rho_{t_{G-1}})]^T$ , 其中  $( )^T$  表示转置,  $\hat{\mathbf{h}} = [\hat{h}(0), \hat{h}(1), \dots, \hat{h}(G - 1)]^T$  为对信道冲激响应  $\bar{h}$  的估计, 有

$$\hat{\mathbf{h}} = \mathbf{V}_G^+ \hat{\mathbf{H}} \tag{5}$$

其中 “+” 表示矩阵的伪逆。上述方法的一种特例为 PPS 符号以均匀梳状方式插入到  $N$  个子载波内, 当插入的 PPS 数目  $G$  为 2 的幂指数时, 可用  $G$  点 FFT 后再乘以相移因子就可获得信道的冲激响应。其基本原理如图 3 所示, PPS 的插入如图 4 所示, 在频率方向上可将含有导频的 OFDM 符号内的  $N$  个子载波分成  $G$  个块, 每个块长为  $N_F^{[7]}$ , 导频符号位于每个子块的第  $m$  ( $m \in \{0, 1, \dots, N_F - 1\}$ ) 个位置上, 则导频符号位置的子信道频率响应为  $\tilde{\mathbf{H}} = [H(m), H(N_F + m), \dots, H(N_F(G - 1) + m)]$ , 对其作  $G$  点 IFFT, 即  $\tilde{h}_i = \text{IFFT}_G[\tilde{\mathbf{H}}]$ , 再将  $\tilde{h}_i$  乘以一个相位旋转因子  $e^{j2\pi(mi/N)}$  以消除此种方法处理带来的相移, 可得信道的冲激响应为

$$\hat{h}(i) = \tilde{h}(i)e^{j2\pi(mi/N)}, \quad i = (0, 1, \dots, G - 1) \tag{6}$$

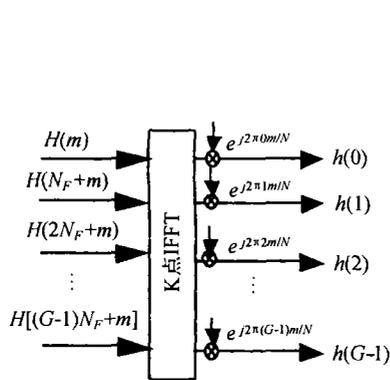


图 3 信道冲激响应估计的基本原理

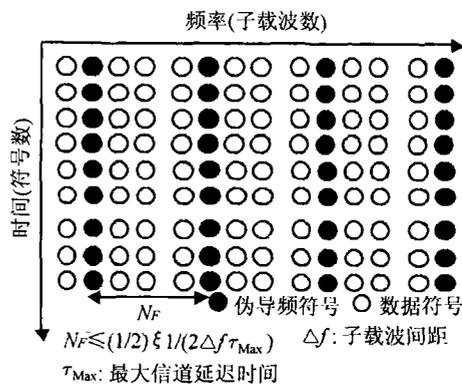


图 4 OFDM 均匀梳状导频插入模式

### 4 盲信道的可辨识性和估计算法

在讨论信道的盲估计算法之前, 先讨论信道的盲辨识的可行性问题, 当无噪声时 (4) 式为  $Y(i; n) = X(i; n)H(\rho_n)$ . 在 OFDM 系统中假设被传输的符号满足如下条件: (1) 被传输的信息符号是大小为  $Q$  的有限集, 即  $X(i; n) \in \{\xi_p\}_{p=1}^Q$ ; (2) 被传输的符号为等概率分布, 均值为

0, 协方差为 1, 即  $\Pr(X(i; n) = \xi_p) = 1/Q, p = 1, 2, \dots, Q$ ; (3) 噪声  $\tilde{\eta}(i, n)$  为零均值的复循环高斯随机变量, 且与  $X(i, n)$  相互独立. 由条件 (1) 可得:  $\prod_{p=1}^Q (X(i; n) - \xi_p) = 0$ , 将其展开为  $Q$  阶多项式有

$$X^Q(i; n) + \beta_1 X^{Q-1}(i; n) + \dots + \beta_Q = 0 \quad (7)$$

系数  $\beta_1, \dots, \beta_Q$  取决于信号星座, 当且仅当  $X(i, n) \equiv Q$  才全为 0, 因此总可以从  $\beta_1, \dots, \beta_Q$  中找到非零元素  $\beta_U, U$  满足  $\beta_U \neq 0; \beta_k = 0, \forall k < U$ . 容易证明  $U \leq Q$  恒成立. 例如对 BPSK 信号星座  $U = Q = 2$ , (7) 式可改写为  $X^2(i; n) + 1 = 0$ , 故  $\beta_U = \beta_2 = 1$ ; 对 QPSK 和  $Q$  点 QAM 信号星座同理可得到它们的  $U$  值, 并可验证 QPSK, 16QAM, 32QAM, 64QAM, 128QAM 和 256QAM 信号星座的  $U = 4$ . 在 16QAM 信号星座中,  $\xi_p \in \{(\pm a \pm bj)/\sqrt{10}\}$  其中  $a, b \in \{1, 3\}$ , 带入 (7) 式可得  $\beta_4 = 2.72 \neq 0$ . 对较大的信号星座如 QAM 信号星座来说  $U \ll Q$ . 条件 (1) 和 (2) 成立时对所有信号星座<sup>[8]</sup> 已证明  $E\{X^U(i; n)\} = -U\beta_U/Q$  恒成立, 其中  $E(\cdot)$  表示期望运算, 如对 16QAM 有  $E\{X^U(i; n)\} = -U\beta_U/Q = -0.68$ . 因此从  $E\{Y^U(i, n)\} = H^U(\rho_n)E\{X^U(i, n)\}$  可推出:

$$H^U(\rho_n) = (-Q/U\beta_U)E\{Y^U(i, n)\}, \quad \forall n \in [0, N] \quad (8a)$$

对每个  $n$ , 对任意的信号星座 (8a) 式的右边可通过对接收数据的 FFT 后, 对  $i$  作统计平均得到, 在实际应用中通常用  $I$  个 OFDM 符号作时间平均来近似统计平均:

$$H^U(\rho_n) = \frac{-Q}{IU\beta_U} \sum_{i=0}^I \{Y^U(i, n)\}, \quad \forall n \in [0, N] \quad (8b)$$

因此  $H^U(\rho_n)$  是确定的. 另一方面由于条件 (2) 成立有  $E\{|X(i; n)|^2\} = 1$  因此从  $E\{Y(i, n)Y^*(i, m)\} = H(\rho_n)H^*(\rho_n)E\{X(i, n)X^*(i, n)\}$  (其中 “\*” 表示复共轭) 可得到:

$$\bar{H}(n) = H(\rho_n)H^*(\rho_n) = E\{Y(i, n)Y^*(i, n)\}, \quad \forall n \in [0, N] \quad (9a)$$

同理也可用时间平均来近似统计平均:

$$\bar{H}(n) = \frac{1}{I} \sum_{i=1}^I \{Y(i, n)Y^*(i, n)\}, \quad \forall n \in [0, N] \quad (9b)$$

现在的问题是如何从  $H^U(\rho_n)$  和  $H(\rho_n)H^*(\rho_n)$  中唯一确定  $H(\rho_n)$ . 为了解决这一问题, 首先定义  $\mathbf{a} = [a_0, a_1, \dots, a_{g-1}]^T$ , 且

$$\mathbf{a} = \begin{bmatrix} h(0) & h(1) & h(2) & \dots & h(g-1) \\ h(1) & h(2) & \dots & h(g-1) & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ h(g-2) & h(g-1) & 0 & \dots & 0 \\ h(g-1) & 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h^*(0) \\ h^*(1) \\ \vdots \\ h^*(g-1) \end{bmatrix} \quad (10)$$

(10) 式为

$\bar{H} := H(\rho_n)H^*(\rho_n)|_{z=\rho_n} = (a_0 + a_1 z^{-1} + \dots + a_{g-1} z^{-(g-1)} + a_{g-1}^* z^{-(N-g)} + \dots + a_1^* z^{-(N-1)})|_{z=\rho_n}$  所对应的前  $g$  个系数, 因此当有  $M(M > g)$  个子载波的  $\bar{H}$  值可利用时, 则可用子载波相对应

的矩阵  $\mathbf{V}_M$  求得, 即  $\mathbf{a} = \mathbf{V}_M^+ \bar{\mathbf{H}}$ . 另一方面, 当  $G$  个导频子载波上的频率响应  $\hat{H}$  已知时, 信道的冲激响应可用  $\mathbf{h} = \mathbf{V}_G^+ \hat{\mathbf{H}}$  来获得并利用 (10) 式可获得  $\mathbf{a}$ , 因此仅需要  $g$  个独立的方程就可获得系数  $a_i (i = 0, 1, \dots, g-1)$ , 它包含了  $H(z)$  所有根及其共轭的乘积, 因此除尺度模糊外利用  $H^U(z)$  和  $\bar{H}$  通过上述处理可唯一地提取信道的信息  $H(z)$ . 同理, 在有噪声时上面的讨论同样成立. 现将我们提出的算法总结如下:

步骤 1 由于 PPS 的能量被提高, 设  $E[|X_{\text{PPS}}(i, n)|^2] = P$ , 则 (8b) 式改写为  $H^U(\rho_{t_k}) = \frac{-Q}{IU\beta_U P U^{1/2}} \sum_{i=0}^{I-1} \{Y^U(i, t_k)\}$ ,  $\forall k \in [0, G-1]$  获得  $G$  个 PPS 子载波位置的  $\tilde{H}^U(\rho_{t_i})$ , ( $i = 0, 1, \dots, G-1$ ), 对每个  $t_i \in [0, N-1]$  有  $\tilde{H}(\rho_{t_i}) = \lambda_{t_i} [\tilde{H}^U(\rho_{t_i})]^{1/U}$ , 其中  $\lambda_{t_i} \in \{e^{j(2\pi/U)n}\}_{n=0}^{U-1}$  为尺度模糊因子. 为了解决尺度模糊, 定义  $G^U$  个可能的矢量  $\tilde{\mathbf{H}} := [\lambda_{t_0} [\tilde{H}^U(\rho_{t_0})]^{1/U}, \lambda_{t_1} [\tilde{H}^U(\rho_{t_1})]^{1/U}, \dots, \lambda_{t_{G-1}} [\tilde{H}^U(\rho_{t_{G-1}})]^{1/U}]^T$ .

步骤 2 用 (9b) 式计算出各子信道的幅值  $\bar{H}$  (对导频子载波计算出的幅值应除以  $P$ ), 再用  $\mathbf{a} = \mathbf{V}_M^+ \bar{\mathbf{H}}$  得到  $\mathbf{a}$ .

步骤 3 利用 (5) 式, 得到  $G^U$  个  $\mathbf{h} = \mathbf{V}_G^+ \tilde{\mathbf{H}}$  (如果 PPS 为均匀梳状分布的, 且  $G$  为 2 的正整数次幂, 则  $\tilde{\mathbf{h}}$  可用  $G$  点的 IFFT 后, 再乘以一相位旋转因子计算出  $\mathbf{h}$ ), 再用 (10) 式计算出  $\mathbf{a}$  的另一估计  $\hat{\mathbf{a}}$ , 并从  $G^U$  个  $\hat{\mathbf{a}}$  中得到最小欧氏距离意义上的信道冲激响应的估计:

$$\hat{\mathbf{h}} = \arg \min_{\mathbf{h}} \|\hat{\mathbf{a}} - \mathbf{a}\|^2 \quad (11)$$

并进行 FFT 处理获得信道的频域响应的估计  $\hat{H}(\rho_n)$ .

在算法实际的执行中, 通常可将 (8b) 式和 (9b) 式改写为

$$H_{I+1}^U(\rho_n) = \frac{I-1}{I} H_I^U(\rho_n) + \frac{-Q}{IU\beta_U} Y_{I+1}^U(i, n), \quad \forall n \in [0, N] \quad (12)$$

$$\bar{H}_{I+1}(n) = \frac{I-1}{I} \bar{H}_I(n) + \frac{1}{I} \{Y(I+1, n) Y^*(I+1, n)\}, \quad \forall n \in [0, N] \quad (13)$$

将 (12) 和 (13) 式用于上述算法时, 算法就能有效地跟踪信道的变化.

## 5 仿真结果

### (1) 增加 PPS 符号能量对峰值功率和平均功率比的影响

为了说明 PPS 符号的平均能量增加时对系统的峰值功率和平均功率比 (PAPR) 的影响情况, 仿真中进行了与一种极端情况即插入的导频符号具有相同相位时进行比较, 仿真结果如图 5 所示, 此结果由 128 点 FFT 和图 4 所示的导频符号插入模式, 其中 PPS 或导频数为 16 时得到的. 从图中可知在平均功率增加 3dB 或 6dB 时, 插入 PPS 符号后出现大的 PAPR 的概率比插入相同相位的导频符号时的概率要小得多.

### (2) 信道估计精度仿真

为了说明算法对信道的估计性能, 首先定义信道估计的均方误差为  $\text{MSE} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \|H(\rho_k) - \hat{H}(\rho_k)\|^2$ , 其中  $H(\rho_k)$  为无噪声的信道的频率响应,  $\hat{H}(\rho_k)$  为信道频率响应的估计值. 图 6 给出了 PPS 为 BPSK 信号星座中的点时的情况, 由于算法对 PPS 为 BPSK 时, 仅一个 OFDM 符号就可获得信道的冲激响应的估计值, 因此图 6 给出的 20 个 OFDM 符号进行平均的结果, 主要是抑制加性噪声而使信道估计更精确. 图 7 给出了 PPS 分别为 16QAM, QPSK 和 BPSK 3 种信号星座中的信号时利用上述算法对信道 MSE 的仿真结果. 图 6 和图 7 的结果表明: (1) PPS

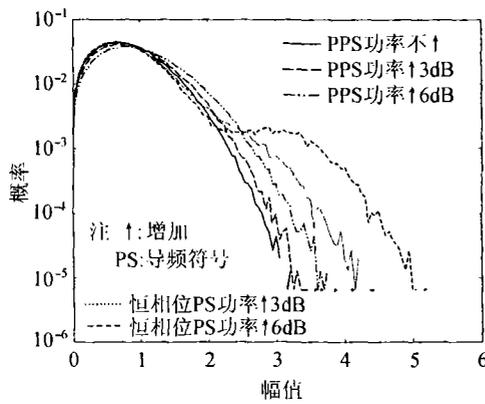


图 5 使用 PPS 时 PAPR 比较

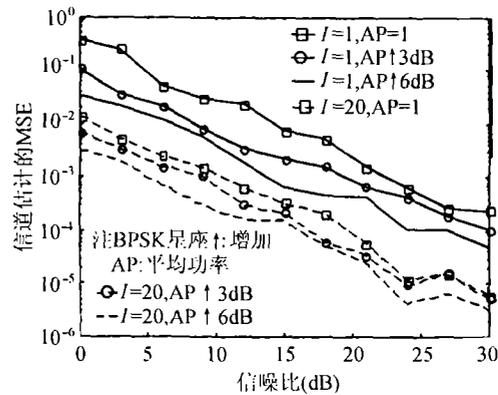


图 6 I 不同时估计信道 MSE 比较

在相同平均能量的情况下，信号星座中的点越少，信道的估计精度越高，作为 PPS 的信号来源于大的星座时，要获得精确的信道估计则在用时间平均代替统计平均时的  $I$  取值就必须取得较大，其中的一个特例是 PPS 是 BPSK 信号星座中的点时，在高信噪比时仅一个 OFDM 符号就可估计出信道的冲激响应；(2) PPS 为同一信道星座中的信号时，其平均能量越高算法对信道的估计精度越高；(3) 在  $I$  的取值较少时，算法估计的信道的均方误差可能存在底限，这主要是由于用 PPS 进行信道估计时用  $I$  个 OFDM 码字作时间平均来代替统计平均造成的误差所致。图 8 给出信息数据为 16QAM 中的点，而用于信道估计的 PPS 分别在 16QAM，QPSK 和 BPSK 中取值时各种情况的无编码的 BER 比较，结果表明，由于 PPS 为较低阶的信号星座时，在相同的  $I$  值时，信道估计精度较高，因此其相应的误码率也越低。

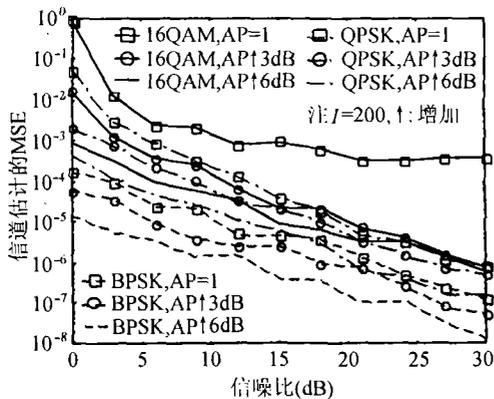


图 7 PPS 取于不同的信号星座时的 MSE 比较

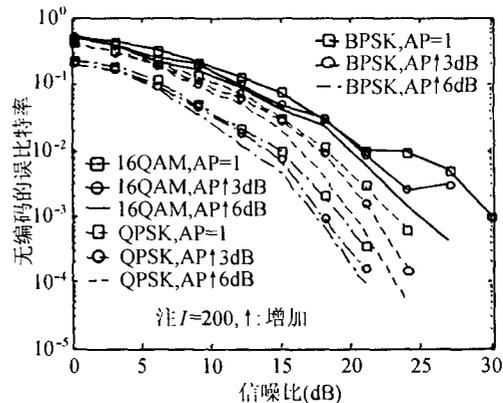


图 8 误码率比较

## 6 结 论

本文讨论了根据 OFDM 系统中各子信道相互独立和各子信道上装载数据的有限字符特性，利用 PPS 子信道的频域响应的四阶和二阶统计特性提出了能获得信道的冲激响应的盲信道估计方法，并对算法的性能进行了仿真验证。估计信道的 MSE 并用估计的信道进行无编码的 OFDM 系统解调的误比特率仿真，结果证明了该算法的有效性。此算法的主要优点有：由于 PPS 的平

均能量可增高, 因此增加了抵抗加性噪声的能力, 从而可在信噪比较低时得到信道的较准确的估计; 当信噪比较高且 PPS 符号来源于 BPSK 时, 仅仅一个 OFDM 符号就可估计出信道的冲激响应, 此时系统解调延迟很小; PPS 符号可灵活选择比数据符号小的信号星座; 由于 PPS 的相位是随机的, 因此其平均功率增加但对 PAPR 的影响比同相位的导频符号的影响小。

### 参 考 文 献

- [1] R. D. J. Van Nee, G. A. A. Water, *et al.*, New high-rate wireless LAN standards, *IEEE Communications Mag.*, 1999, 37(12), 82-88.
- [2] Digital Broadcasting Systems for Television, Sound and Data Services, pr ETS 300 744 1996.
- [3] B. Muquet, M. de Courville, Blind and semi-blind channel identification methods using second order statistics for OFDM systems, *Proc. ICASSP'99*, Phoenix, Arizona, U.S.A., 1999, 5, 2745-2748.
- [4] B. Muquet, M. de Courville, P. Duhamel, V. Buzenac, A subspace based blind and semi-blind channel identification method for OFDM systems, *Second IEEE Workshop on SPQWC*, 1999, 170-173.
- [5] R. W. Heath, Jr., G. B. Giannakis, Exploiting input cyclostationarity for blind channel identification in OFDM system, *IEEE Trans. on Sig. Processing*, 1999, 47(3), 848-856.
- [6] John G. Proakis, *Digital Communication*, Third Edition, McGraw-Hill Publishing Corp., Chapter 14.
- [7] J. K. Moon, S. Chio, Performance of channel estimation methods for OFDM systems in multipath fading channels, *IEEE Tran. on Consumer Electronics*, 2000, 46(1), 161-170.
- [8] Shengli Zhou, G. B. Giannakis, A. Scaglione, Long codes for generalized FH-OFDMA through unknown multipath channels, *IEEE Trans. on Communications*, 2001, 49(4), 721-733.

## A BLIND CHANNEL ESTIMATION ALGORITHM FOR AN OFDM SYSTEM

Shao Huaizong      Peng Qicong

*(Institute of Communication and Info. Eng. of UEST of China, Chengdu 610054, China)*

**Abstract** In this paper, a blind channel estimator based on the aid of Pseudo-Pilot-Symbols (PPS) is proposed in terms of the two characters of OFDM system: the finite alphabet property of information symbols and independent property between subchannels. Unlike pilots which are used for estimation of channel and must waste some useful bandwidth, the PPSs, whose power can be boosted 3dB or 6dB to suppress efficiently the additive noise, is useful data transmitted, thus efficiency of the OFDM has been increased. Performance simulation of the proposed estimator including Mean Squares Error (MSE) of channel and uncoded Bit Error Rate(BER) have been taken, and the results show the estimator is efficient and very flexible.

**Key words** Blind channel estimation, OFDM, Pseudo-Pilot-Symbols(PPS)

邵怀宗: 男, 1969 年生, 工程师, 博士生, 主要从事宽带无线通信技术及其信号处理, 统计信号处理等方面的研究工作。

彭启琮: 男, 1946 年生, 教授, 博士生导师, 现为电子科技大学通信与信息工程学院院长, 主要从事实时信号处理, 通信信号处理和宽带无线通信技术的研究。