基于子空间分解的 OFDM 信道盲辨识 [1]

钱学荣 张力军

(南京邮电学院通信工程系 南京 210003)

摘 要 该文提出一种基于子空间分解的正交频分复用 (OFDM) 信道的盲辨识算法. 将 OFDM 信号等效为单输入多输出的过采样信号，采用过采样信号的循环稳态特性和子空间分解方法估计信道参数. 算法不需要任何训练序列和周期性的引导信号，实现了 OFDM 信道的盲辨识. 对于宽带 OFDM 移动通信系统，通常子信道数较大，信道响应持续时间短于 OFDM 符号周期，因此，可以将整个系统分为若干个子系统，各子系统分别进行信道辨识，能有效地降低信道估算的复杂性.

关键词 正交频分复用，信道估计，盲辨识，子空间分解

中图号 TN929.5

1 引 言

下一代移动多媒体通信系统要求在无线衰落信道中传输高速数据. 在无线环境中传输高速数据遇到的主要困难之一是多径传播引起的符号间干扰 (ISI) . 通常减少 ISI 的途径有二：其一，符号周期应远大于信道的延迟扩展；其二，采用信道均衡技术. 正交频分复用 (OFDM) 将宽带频率选择性衰落信道划分为许多频率特性平坦的窄带信道，实现数据的并行传输，从而延长符号周期，达到减少 ISI 的目的. 因此， OFDM 是克服多径衰落，实现移动高速数据传输的有效技术之一. 为了进一步减少 ISI ，还需要使用信道均衡技术.

信道均衡种类很多，不同的信道特性有不同的均衡方法：在时不变信道中，通过发送已知的训练序列来获得信道参数；在时变信道中，必须周期性地发送训练序列，才能不断更新信道估计，这使得信道频谱效率下降 [1,2] . 因此，伴随着高数据率移动通信的需要，人们越来越关注信道参数盲辨识和盲均衡 [3] . 盲均衡是指在未知信道特性和信道输入序列的条件下，通过对信道参数的辨识来消除 ISI . Tong 于 1991 年提出基于循环统计量的盲信道辨识和均衡思想 [4] . Moulines 于 1995 年提出基于子空间分解的信道辨识方法 [5], 它利用过采样信号的二阶循环统计特性，实现单输入多输出信道的盲辨识与均衡. 由此，我们想到利用 OFDM 信号固有的过采样特性，采用子空间分解方法实现 OFDM 信道盲辨识. 对于宽带 OFDM 系统，子信道数 N 通常较大，信道衰落延时远小于 OFDM 符号周期，当抽样间隔大于信道衰落延时时，子信道之间是互不相关的. 因此，我们提出分块子系统的概念. 将整个 OFDM 系统分为若干个子系统，各子系统分别进行信道辨识，以降低复杂性.

文章在第 2 节建立 OFDM 信道等效模型；第 3 节导出 OFDM 子空间分解算法；第 4 节提出子系统分解方法；第 5 节进行计算机数值模拟并讨论模拟结果；最后给出结论.

2 OFDM 系统模型

OFDM 系统原理框图如图 1 所示.

假定 OFDM 系统的子载波数为 N ，信息序列 $\{d\}$ 经数据映射后成为符号序列 $\{a\}$ ，周期为 T_s ，独立同分布 ($i.i.d.$) 地分配给各个子信道，经 IDFT 和 D/A 变换后形成发送符号：

[1] 2001-05-21 收到， 2002-02-07 定稿

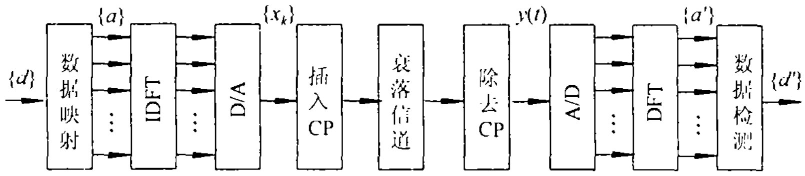

图 1　OFDM 系统原理框图

$$x_k = \sum_{n=0}^{N-1} a_n \exp(j2\pi nk/N), \qquad 0 \le n \le N-1 \tag{1}$$

则 $\{x_k\}$ 亦为独立同分布的随机序列，其信号周期为 $T = NT_s$. 多径衰落信道的冲激响应 (CIR) 为 $h(t)$, CP 表示循环前缀，接收信号为 $y(t)$. 若发送序列 $\{x_k\}$ 和信道中的高斯白噪声 $v(t)$ 都是均值为零的广义平稳随机过程，且统计独立，则接收信号 $y(t)$ 亦均值为零，自相关函数满足 $R_y(t_1,t_2) = E[y(t_1)y^H(t_2)] = R_y(t_1+T, t_2+T)$, 其中 $E[\cdot]$ 表示统计平均运算．因此，$y(t)$ 亦为广义循环平稳过程．

假定接收信号 $y(t)$ 被过采样，$t = iT/N$ ，则接收信号可表示为

$$y(iT/N) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x_k h(iT/N - kT) + v(iT/N) \tag{2}$$

令 $i = lN + n, n = 0, 1, \cdots, N-1$ ，则 (2) 式可改写为

$$y(lT + nT/N) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x_k h[(l-k)T + nT/N] + v(lT + nT/N) \tag{3}$$

为了方便表述，令 $h_l^{(n)} = h(lT + nT/N)$, $y_l^{(n)} = y((lT + nT/N)$, $v_l^{(n)} = v(lT + nT/N)$, 则

$$y_l^{(n)} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x_k h_{l-k}^{(n)} + v_l^{(n)}, \quad n = 0, 1, \cdots, N-1 \tag{4}$$

设信道为有限长度冲激响应 (FIR) 滤波器，其冲激响应长度为 M, 则 $h_k^{(n)} = 0, \forall n$ 及 $k < 0$ 或 $k > M$ 成立．若发送信号由 $(L+M)$ 个符号组成 $\boldsymbol{x}_l = [x_l, x_{l-1}, \cdots, x_{l-M-L+1}]^T$, 则接收信号由 NL 个抽样值组成．因此，我们将 OFDM 信道等效为单输入多输出 (SIMO) 信道模型，如图 2 所示．

假定每个子信道在同一符号周期内有各自的冲激响应和噪声贡献，其中，第 n 个子信道表示为 $\boldsymbol{h}_l^{(n)} = [h_0^{(n)}, h_1^{(n)}, \cdots, h_M^{(n)}]^T$, $\dim(M+1)\times 1$ ； $\boldsymbol{y}_l^{(n)} = [y_l^{(n)}, y_{l-1}^{(n)}, \cdots, y_{l-L+1}^{(n)}]^T$, $\dim(L+1)\times 1$ ； $\boldsymbol{v}_l^{(n)} = [v_l^{(n)}, v_{l-1}^{(n)}, \cdots, v_{l-L+1}^{(n)}]^T$, $\dim(L+1)\times 1$ ．对 L 个连续观察符号有

$$\boldsymbol{y}_l^{(n)} = \boldsymbol{H}^{(n)} \boldsymbol{x}_l + \boldsymbol{v}_l^{(n)}, \quad n = 0, 1, \cdots, N-1 \tag{5}$$

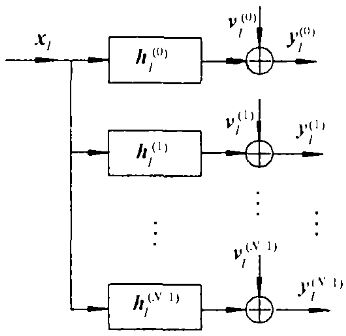

图 2 OFDM 信道等效模型

其中 $\boldsymbol{H}^{(n)}$ 为 $L\times(M+L)$ 的滤波矩阵:

$$\boldsymbol{H}^{(n)}=\begin{bmatrix} h_0^{(n)} & h_1^{(n)} & \cdots & h_{M-1}^{(n)} & h_M^{(n)} & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & h_0^{(n)} & h_1^{(n)} & \cdots & h_{M-1}^{(n)} & h_M^{(n)} & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & h_0^{(n)} & h_1^{(n)} & \cdots & h_{M-1}^{(n)} & h_M^{(n)} \end{bmatrix} \tag{6}$$

将 (5) 式的 N 个方程写成矩阵形式，得

$$\boldsymbol{y}_l=\boldsymbol{H}\boldsymbol{x}_l+\boldsymbol{v}_l \tag{7}$$

其中 $\boldsymbol{y}_l$ 是 $LN\times 1$ 的多信道接收信号矢量 $\boldsymbol{y}_l=[\boldsymbol{y}_l^{(0)},\boldsymbol{y}_l^{(1)},\cdots,\boldsymbol{y}_l^{(N-1)}]^T$; $\boldsymbol{v}_l$ 是多信道噪声矢量 $\boldsymbol{v}_l=[\boldsymbol{v}_l^{(0)},\boldsymbol{v}_l^{(1)},\cdots,\boldsymbol{v}_l^{(N-1)}]^T$; $\boldsymbol{H}$ 是 $LN\times(L+M)$ 的多信道滤波器矩阵，$\boldsymbol{H}=[\boldsymbol{H}^{(0)},\boldsymbol{H}^{(1)},\cdots,\boldsymbol{H}^{(N-1)}]^T$, $\boldsymbol{H}$ 中的每个子矩阵由 (6) 式确定.

多信道滤波器矩阵在信道盲辨识中起着重要的作用，根据滤波组矩阵秩理论，当且仅当 $\boldsymbol{H}$ 为列满秩时，问题有解[3].

定理 若 (1) 多项式 $H^{(i)}(z)=\sum_{j=0}^{M}h_j^{(i)}z^j$ 无共同零点; (2) 接收信号长度 L 大于或等于多项式 $H^{(i)}(z)$ 的阶数 M, i.e.$L\geq M$; (3) 至少有一个多项式 $H^{(i)}(z)$ 的阶数为 M; 则矩阵 $\boldsymbol{H}^{(i)}$ 为列满秩，且 $\mathrm{rank}(\boldsymbol{H}^{(i)})=L+M$.

3 子空间分解和信道盲辨识

3.1 子空间分解

假定 (1) 信号矢量 $\boldsymbol{x}_l$ 和噪声矢量 $\boldsymbol{v}_l$ 为广义平稳过程，并且相互统计独立; (2)$(L+M)\times 1$ 的发送信号 $\boldsymbol{x}_l$ 均值为零，互相关矩阵为 $\boldsymbol{R_x}=E[\boldsymbol{x}_l\boldsymbol{x}_l^H]$, $\dim(\boldsymbol{R_x})=(L+M)(L+M)$, 为列满秩矩阵，其他条件未知; (3) $\boldsymbol{v}_l$ 为 $LN\times 1$ 的噪声矢量，均值为零，互相关矩阵为 $\boldsymbol{R_v}=E[\boldsymbol{v}_l\boldsymbol{v}_l^H]=\sigma^2\boldsymbol{I}$, 其中噪声方差 σ^2 为已知量，则接收信号矢量 $\boldsymbol{y}_l$ 的均值为零，互相关矩阵为

$$\boldsymbol{R_y}=E[\boldsymbol{y}_l\boldsymbol{y}_l^H]=E[(\boldsymbol{H}\boldsymbol{x}_l+\boldsymbol{v}_l)(\boldsymbol{H}\boldsymbol{x}_l+\boldsymbol{v}_l)^H]=E[\boldsymbol{H}\boldsymbol{x}_l\boldsymbol{x}_l^H\boldsymbol{H}^H]+E[\boldsymbol{v}_l\boldsymbol{v}_l^H]=\boldsymbol{H}\boldsymbol{R_x}\boldsymbol{H}^H+\boldsymbol{R_v} \tag{3}$$

对 $\boldsymbol{R_y}$ 进行谱分解，得 $\boldsymbol{R_y}=\sum_{k=1}^{LN}\lambda_k\boldsymbol{q}_k\boldsymbol{q}_k^H$, 其中 λ_k 为特征值，$\boldsymbol{q}_k$ 为对应的特征矢量.

将特征值降值排序，$\lambda_0 \ge \lambda_1 \ge \cdots \ge \lambda_{LN-1}$，因为 $\boldsymbol{R_x}$ 满秩，则特征值可分为两组：(1) $\lambda_k > \sigma^2, k=0,1,\cdots,L+M-1$；(2) $\lambda_k = \sigma^2, k=L+M,L+M-1,\cdots,LN-1$。对应的特征矢量也分为：(1) $\boldsymbol{s}_k = \boldsymbol{q}_k, k=0,1,\cdots,L+M-1$，张成信号子空间 $\boldsymbol{S}=[\boldsymbol{s}_0,\boldsymbol{s}_1,\cdots,\boldsymbol{s}_{L+M-1}]$，$\dim LN\times(L+M)$；(2) $\boldsymbol{g}_k=\boldsymbol{q}_{L+M+k}, k=0,1,\cdots,LN-L-M-1$，张成噪声子空间。因为，信号子空间 $\boldsymbol{S}$ 与噪声子空间 $\boldsymbol{G}$ 互为正交补空间，所以

$$\boldsymbol{R_y} = \boldsymbol{S}\mathrm{diag}(\lambda_0,\cdots,\lambda_{L+M-1})\boldsymbol{S}^H + \sigma^2\boldsymbol{G}\boldsymbol{G}^H \tag{9}$$

根据谱分解理论有

$$\boldsymbol{R_y}\boldsymbol{g}_k = \sigma^2\boldsymbol{g}_k, \quad k=0,1,\cdots,LN-1-M-1 \tag{10}$$

将 (10) 式和 $\boldsymbol{R_v}=\sigma^2\boldsymbol{I}$ 代入 (8) 式，得 $\boldsymbol{H}\boldsymbol{R_x}\boldsymbol{H}^H\boldsymbol{g}_k=0, k=0,1,\cdots,LN-L-M-1$，因为 $\boldsymbol{H}$ 和 $\boldsymbol{R_x}$ 满秩，所以 $\boldsymbol{H}^H\boldsymbol{g}_k=0, k=0,1,\cdots,LN-L-M-1$。$\boldsymbol{H}$ 与 $\boldsymbol{g}_k$ 相互正交，得等效条件：

$$\|\boldsymbol{H}^H\boldsymbol{g}_k\|^2 = \boldsymbol{g}_k^H\boldsymbol{H}\boldsymbol{H}^H\boldsymbol{g}_k = 0, \quad k=0,1,\cdots,LN-L-M-1 \tag{11}$$

由 $\boldsymbol{H}$ 矩阵的分块结构，相应的特征矢量 $\boldsymbol{g}_k$ 也可分为

$$\boldsymbol{g}_k = [\boldsymbol{g}_k^{(0)},\boldsymbol{g}_k^{(1)},\cdots,\boldsymbol{g}_k^{(N-1)}]^T \tag{12}$$

其中 $\boldsymbol{g}_k^{(n)}, n=0,1,\cdots,N-1$ 是 $L\times 1$ 的矢量。构造 $(M+1)\times(L+M)$ 的矩阵：

$$\boldsymbol{G}_k^{(n)} = \begin{bmatrix} g_{k,0}^{(n)} & g_{k,1}^{(n)} & \cdots & g_{k,L-1}^{(n)} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & g_{k,0}^{(n)} & g_{k,1}^{(n)} & \cdots & g_{k,L-1}^{(n)} & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & g_{k,0}^{(n)} & g_{k,1}^{(n)} & \cdots & g_{k,L-1}^{(n)} \end{bmatrix}, \quad n=0,1,\cdots,N-1 \tag{13}$$

由 (13) 式组成 $N(L+1)\times(L+M)$ 的矩阵

$$\boldsymbol{G}_k = [\boldsymbol{G}_k^{(0)},\boldsymbol{G}_k^{(1)},\cdots,\boldsymbol{G}_k^{(N-1)}]^T, \quad k=0,1,\cdots,LN-L-M-1 \tag{14}$$

可以证明 [3] $\boldsymbol{H}^H\boldsymbol{g}_k = \hbar^H\boldsymbol{G}_k$，则 $\boldsymbol{g}_k^H\boldsymbol{H}\boldsymbol{H}^H\boldsymbol{g}_k = \hbar^H\boldsymbol{G}_k\boldsymbol{G}_k^H\hbar$，其中 $\hbar=[\boldsymbol{h}^{(0)},\boldsymbol{h}^{(1)},\cdots,\boldsymbol{h}^{(N-1)}]^T$ 为 $N(M+1)\times 1$ 的多信道系数矢量。因此，正交条件 (11) 式等效为

$$\hbar^H\boldsymbol{G}_k\boldsymbol{G}_k^H\hbar = 0, \quad k=0,1,\cdots,LN-L-M-1 \tag{15}$$

3.2 信道参数识别

设 $\hat{\boldsymbol{g}}_k$ 为 $\boldsymbol{g}_k$ 的估计值，$k=0,1,\cdots,LN-L-M-1$ 为估算多信道系数矢量，根据正交条件 (15) 式，得目标函数

$$q(\hbar) = \hbar^H\hat{\boldsymbol{G}}_k\hat{\boldsymbol{G}}_k^H\hbar \tag{16}$$

在理想条件下，二次型由信道参数的互协方差矩阵组成，由 (15) 式确定的信道系数有唯一解。实际上，二次型由信道参数估计值的互协方差矩阵组成，不一定满秩。因此，令 $q(\hbar)=0$，得信道参数的最小二乘估计。为了避免 $\hbar=0$，选择约束条件 $|\hbar|=1$，则

$$q(\hbar) = \min_{|\hbar|=1}\hbar^H\hat{\boldsymbol{G}}_k\hat{\boldsymbol{G}}_k^H\hbar \tag{17}$$

根据子空间分解理论，将二次型 (16) 式改写成信号特征矢量形式：

$$q(\hbar) = L|\hbar|^2 - \sum_{i=0}^{L+M-1} |\hat{s}_i \boldsymbol{H}|^2 = L|\hbar|^2 - \hbar^H \left(\sum_{i=0}^{L+M-1} \hat{s}_i \hat{s}_i^H \right) \hbar = L|\hbar|^2 - \hbar^H \tilde{s} \hbar \tag{18}$$

其中 $\hat{s}_i$ 是信号特征矢量 s_i 的估值。(17) 式等效为

$$\tilde{q}(\hbar) = \max_{|\boldsymbol{h}|=1} \hbar^H \tilde{s} \hbar = \max \lambda_k \tag{19}$$

其中 λ_k 为 $\tilde{s}$ 的特征值， $k = 0, 1, \cdots, L+M-1$ 。至此，我们得出基于子空间分解的 OFDM 信道盲辨识算法步骤如下：

步骤 1　根据观察数据序列 $\boldsymbol{y}_l$ 计算互相关矩阵 $\boldsymbol{R_y}$ ；

步骤 2　对 $\boldsymbol{R_y}$ 进行谱分解，得特征值和特征矢量；

步骤 3　子空间分解，用噪声空间的特征矢量构成二次型；

步骤 4　求解二次型的最大特征值，其对应的特征矢量即为信道估计值。

4 子系统分解

对于宽带 OFDM 系统，子信道数 N 通常较大，上述算法中的矩阵很大，子空间分解计算速度慢。考虑到在实际 OFDM 系统中，多径衰落信道的功率延迟分布持续时间短于 OFDM 信号的符号周期，当子信道之间的取样间隔大于信道衰落长度时，子信道之间是互不相关的。因此，我们提出改进方法：将整个系统分为若干个子系统，相应地接收信号称为分块矢量，每个子系统分别进行信道辨识。这样会有效地降低参与子空间分解的矩阵阶数，提高运算速度。

考虑将 N 个接收信号分为 K 组，这样 (7) 式改写成分块矩阵形式

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{y}_l^{(1)} \\ \vdots \\ \boldsymbol{y}_l^{(K)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{H}^{(1)} \\ \vdots \\ \boldsymbol{H}^{(K)} \end{bmatrix} \boldsymbol{x}_l + \begin{bmatrix} \boldsymbol{v}_l^{(1)} \\ \vdots \\ \boldsymbol{v}_l^{(K)} \end{bmatrix} \tag{20}$$

其中 $\boldsymbol{y}_l^{(k)} = \boldsymbol{H}^{(k)} \boldsymbol{x}_l + \boldsymbol{v}_l^{(k)}$, $k = 1, 2, \cdots, K$ ，每个分块子系统中子信道数为 N/K 。忽略子系统之间的相关性，能有效地降低信道估计的复杂性。

5 数值模拟

系统参数：假定 OFDM 系统采用 16-QAM 调制，信号状态独立同分布。系统带宽为 500kHz，子信道数 $N = 64$，数据速率为 1.9Mb/s 。 OFDM 符号周期 $T = 136\mu$s, CP 长度为 8μs, 包含 4 个取样周期，则每个 OFDM 符号由 68 个取样周期组成。

信道模型：考虑由 N_p 条路径构成的多径信道模型 $h(\tau) = \sum_{k=0}^{N_p} \alpha_k \delta(\tau - \tau_k T)$，其中 α_k 是零均值的复高斯随机变量，具有指数衰减型功率延迟分布特性 $\theta(\tau) = C \exp(-\tau_k / \tau_{\text{rms}})$ 。路径延迟 τ_k 在 CP 内独立均匀分布。设 $N_p = 5$ ，多径延迟的均方根值 $\tau_{\text{rms}} = 2\mu$s 。为了获得接收信号的互相关矩阵 $\boldsymbol{R_y}$ ，用时间平均代替统计平均，对信道模型多次取样，按其平均值构成 (7) 式。定义平均信噪比 SNR= $E\{|x_k|^2\}/\sigma_n^2$，平均信道估计偏差：

$$b = \frac{1}{N(M+1)} \sum_{i=1}^{N(M+1)} |\hat{h}_i - h_i| \tag{21}$$

给定信号观察长度 $L=5$ 个 OFDM 符号周期，图 3 给出平均误比特率与平均信噪比之间的关系。为了方便比较，图中还同时给出理想信道估计时系统的误比特性能曲线。从图中可以看出：在同样的误比特率 (10^{-3}) 条件下，采用子空间分解方法进行信道估计所需的平均信噪比大于理想信道估计所需的平均信噪比约 1dB. 而采用子系统分割方法所需的平均信噪比大于理想信道估计所需的平均信噪比约 3dB($K=4$)，并且随着平均信噪比增加，子空间分解方法的误比特率曲线与理想信道估计的误比特曲线之间的间隙增大，这说明信道估计误差主要影响大信噪比时的系统性能，而在小信噪比时，影响系统性能的主要因素是加性白高斯噪声。

给定信噪比 SNR=20dB，图 4 给出信道估计偏差与观察数据长度 L 之间的关系。从图中曲线可见，该算法收敛速度较快，在数个 OFDM 符号周期内可达到稳定值。图中分别给出子信道不分组 ($K=1$) 和子信道分组 ($K=4$ 和 $K=8$) 时信道估计的偏差曲线。从图中可见，当子信道分组后，信道估计偏差有所增加，其原因是忽略了子块之间的相关性。考虑到分块算法能有效地减少计算量和数据存储量，特别是在子信道数很大时，其优点显得更为可贵。

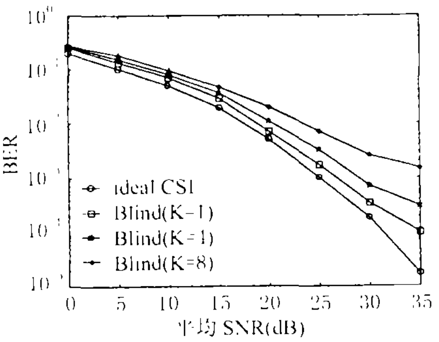

图 3　误比特率与平均信噪比关系曲线

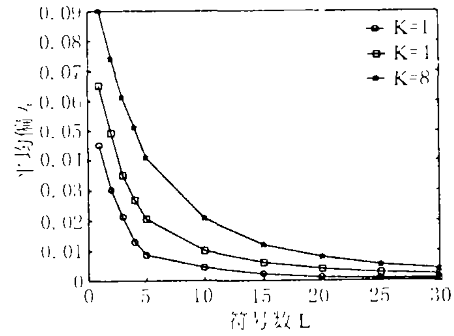

图 4　信道估计偏差与观察数据关系曲线

6 结　论

本文基于子空间分解理论，提出一种适用 OFDM 信道的盲辨识算法。算法利用 OFDM 信号固有的循环稳态特性，采用接收信号的二阶统计量估计信道特性。我们的贡献在于：其一，利用 OFDM 信号固有的过采样特性，将 OFDM 信道等效为单输入多输出信道，从而将子空间分解方法引入 OFDM 系统，导出适用于 OFDM 系统信道的盲辨识算法；其二，对于子信道数较大的宽带 OFDM 系统，依据 OFDM 符号周期大于信道冲激响应持续时间的特性，我们提出采用分块子系统信道估计算法，降低信道识别的复杂性。该算法不需要周期性的引导信号和训练符号，实现了 OFDM 信道的盲辨识。算法构思简单，应用灵活，适用于采用 OFDM 方式的下一代高速宽带移动通信系统。

参 考 文 献

[1] R. van Nee, R. Prasad, OFDM for Wireless Multimedia Communications, Boston, London, Artech House 2000, 95-118.

[2] J. G. Proakis, Digital Communications, 3rd ed., New York, McGraw Hill, 1995, Ch. 6.

[3] S. Haykin, Adpative Filter Theory, 3rd ed., Englewood Cliffs, Prentice-Hall Inc., 1996, Ch. 18.

[4] L. Tong, G. Xu, T. Kailath, Fast blind equalization via antenna arrays, in Proc. ICASSP, Minneapolis, Minnesota, 1993, 4, 272-275.

[5] E. Moulines, P. Duhamel, J.-F. Cardoso, S. Mayrargue, Subspace methods for blind identification of multichannel FIR filters, IEEE Trans. on Signal Processing, 1995, SP-43(2), 516–525.

BLIND CHANNEL IDENTIFICATION FOR OFDM BASED ON SUBSPACE DECOMPOSITION

Qian Xuerong Zhang Lijun

(*Dept. of Telecom. Eng., Nanjing Institute of Posts and Telecom., Nanjing* 210003, *China*)

Abstract In this paper, a blind identification algorithm based on subspace decomposition for OFDM channels is proposed. Taking the received OFDM signal as an equivalent Single Input-Multiple Output (SIMO) oversampled signal, the channel's parameters are estimated by subspace method. Without any training sequences and periodic pilot signals, blind channel identification for OFDM system is realized. The broadband OFDM mobile communication system usually has a number of subchannels and its channel's response period is less than the OFDM symbol's period, so it is better to divide the whole system into several subsystems, then each of them can be estimated separately with less complication.

Key words OFDM, Channel estimation, Blind identification, Subspace decomposition

钱学荣： 男， 1956 年生，副教授，在职博士生，主要研究方向：信号与信息处理，信源与信道编码，调制与解调技术，宽带移动通信.

张力军： 男， 1942 年生，教授，博士生导师，国家 863 项目“无线数据接入技术和设备”负责人.