

基于 EM 的联合信道参数估计和数据检测算法

张蕊萍^{①②} 张太镒^① 龚政委^①

^①(西安交通大学电信学院 西安 710049)

^②(兰州交通大学信电学院 兰州 730070)

摘要 为提高 OFDM 系统的传输效率, 考虑正交频分复用(OFDM)系统的特殊结构, 该文提出一种使用少量导频的 EM(Expectation Maximization)迭代信道参数估计算法。在每次迭代中不但更新信道冲激响应而且更新噪声方差的估计值。为进一步提高算法的收敛速度, 提出联合信道参数估计和数据检测算法。仿真结果表明, 在插入较少导频时, 基于 EM 的信道估计算法仍能收敛到给定参数的信道, 联合信道参数估计和数据检测算法迭代次数明显减少, 并且保持系统的误码率性能不变。

关键词 正交频分复用, 相关检测, 信道估计, EM 算法

中图分类号: TN919.3

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2006)11-2130-05

EM-Based Joint Channel Estimation and Data Detection Algorithm

Zhang Rui-ping^{①②} Zhang Tai-yi^① Gong Zheng-wei^①

^①(School of Electronic Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

^②(School of Information & Electronic Engineering, Lanzhou Jiaotong University, Lanzhou 730070, China)

Abstract To improve transmission efficiency, Expectation Maximization(EM) based channel parameters estimation iteration algorithm is proposed, employed the special features of Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) system. Channel impulse response is updated at each iteration, furthermore the noise variance is update also. To improve the algorithm convergence, EM-based joint channel parameters estimation and data detection algorithm is proposed. Simulation results demonstrate the proposed EM-based algorithm can converge to the case with known channel parameters with fewer pilots and the joint channel parameters estimation and data detection algorithm converges significantly fast.

Key words Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM), Coherent detection, Channel Estimation(CE), Expectation Maximization (EM) algorithm

1 引言

正交频分复用(OFDM)系统因其较好的抗多径衰落、有效的频谱利用率等优良性能及其简单的一阶频域均衡方式, 在高速数据传输中受到愈来愈广泛的关注。如非对称的数字用户线(ADSL)、高速无线局域网(IEEE 802.11a, IEEE 802.11g)、数字视音频广播(DAB)等都将 OFDM 调制方式作为其标准。

在采用相干解调的OFDM系统中, 信道的精确估计是提高系统性能的关键技术之一。OFDM信道估计的方法通常分两类: 一类是导频辅助调制的信道估计方法^[1,2]; 另一类是盲信道估计方法。虽然导频辅助信道估计方法可以较好地跟踪快时变信道, 但由于需要周期性地发送导频, 会使系统的传输效率下降^[3], 并且在发送导频较少的情况下, 系统性能急剧下降。文献[4,5]等提出了不需要导频序列的盲信道估计方法, 提高了系统信道的利用率, 但由于盲信道估计方法一般需要使用接收数据的统计特性, 因此其收敛速度较慢, 仅适用于慢时变信道情况。结合使用较少导频和盲信道估计方法形成一类收敛速度较快且适用于快时变信道半盲信道估计

方法^[5, 6]。

文献[7,8]将最大期望(Expectation Maximization, EM)^[9]方法应用于OFDM系统的信道估计中, 该方法不需要信道的统计特性。本文提出基于较少导频的EM信道估计方法, 该算法不同于文献[8]的是, 在每次迭代中不但更新信道冲激响应而且更新噪声方差的估计值, 为进一步提高算法的收敛速度, 提出联合信道参数估计和数据检测算法。仿真结果表明, 该算法可以较快地收敛到给定参数的信道, 很好地跟踪信道的时变特性, 并且比使用相同数目导频时的内插方法达到更好的性能。

2 OFDM 系统数据模型

基带 OFDM 系统的原理框图如图 1 所示。假定 OFDM 系统中子载波数为 N , 其中 M 个载波用于传输导频符号向量, 记作 $M \times 1$ 向量 \mathbf{P} 。在系统发射端信源产生的二进制码流经过 QPSK, 16QAM 或者 64QAM 的数字调制, 并转换为 $N_D = N - M$ 个并行的数据流, 得到发送数据符号向量, 记作 $N_D \times 1$ 向量 \mathbf{D}_n , 插入导频形成频域发送数据 \mathbf{S}_n 后送入 IDFT 模块进行调制。对调制后数据插入循环前缀并转换后发送。在接收端去除接收数据中的循环前缀部分做 DFT,

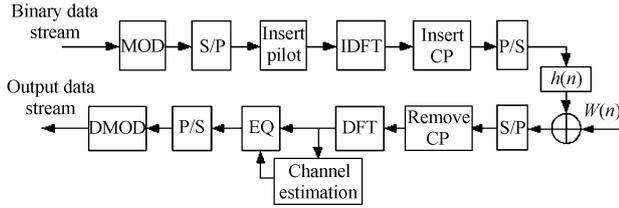


图 1 包含导频符号和信道估计的基带 OFDM 系统结构框图

Fig.1 Block diagram of baseband OFDM system with pilot symbols and channel estimation

得到频域接收数据 \mathbf{Y}_n 。在本文中假设(1)循环前缀长度大于信道冲激响应长度; (2)接收机和发射机同步良好; (3)至少在一个 OFDM 符号内信道保持不变。则在该系统中第 n 个接收符号与发送符号间的关系为

$$Y_n(k) = H_n(k)S_n(k) + W_n(k), \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (1)$$

写成矩阵形式为

$$\begin{bmatrix} Y_n(0) \\ Y_n(1) \\ \vdots \\ Y_n(N-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_n(0) & & & \\ & S_n(1) & & \\ & & \ddots & \\ & & & S_n(N-1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H_n(0) \\ H_n(1) \\ \vdots \\ H_n(N-1) \end{bmatrix}$$

简记为

$$\mathbf{Y}_n = \text{Diag}(\mathbf{S}_n)\mathbf{H}_n + \mathbf{W}_n \quad (2)$$

本文假设至少在一个 OFDM 符号周期内信道是不变的, 并且每次信道估计均在一个 OFDM 符号周期内完成, 则在后面叙述中简化, 可省略下标 n , 则式(1)可以写为如下形式:

$$\mathbf{Y} = \text{Diag}(\mathbf{S})\mathbf{H} + \mathbf{W} = \text{Diag}(\mathbf{S})\mathbf{F}_L\mathbf{h} + \mathbf{W} \quad (3)$$

其中 $\text{Diag}(\mathbf{S})$ 表示以向量 \mathbf{S} 的各元素作为对角元的对角阵; \mathbf{W} 是均值为零、方差为 σ_w^2 的高斯白噪声向量; $\mathbf{h} = [h(0) \ h(1) \ \dots \ h(L-1)]^T$ 为信道的冲激响应, L 为信道冲激响应长度, $H(k)$ 为第 k 个子载波上的衰落系数, $H(k) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{l=0}^{L-1} h(l)e^{-j(2\pi/N)kl}$, $k = 0, 1, \dots, N-1$; 式中 \mathbf{F}_L 为去掉后 $N-L$ 列的 N 点离散傅里叶变换阵的子矩阵, 其中 $[\mathbf{F}_L]_{m,l} = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{-j(2\pi/N)(m-1)(l-1)}$, $m = 1, \dots, N$, $l = 1, \dots, L$ 。

通常以等间隔 D_f 将导频插入数据后得到一个完整的 OFDM 发送符号 \mathbf{S} 为

$$S(k) = S(mD_f + l) = \begin{cases} P(m), & l = 0 \\ D(m(D_f - 1) + l), & l = 1, \dots, D_f - 1 \end{cases}; \quad m = 0, 1, \dots, M-1 \quad (4)$$

这里 $k = mD_f + l$, $k = 0, 1, \dots, N-1$ 。由式(1)可以看到, 经过 OFDM 调制后, 一个宽带的频率选择性信道转换为 N 个独立并行窄带子信道, 如图 2 所示。 N 个子信道上接收数据相互独立, 并且服从如下的复高斯分布:

$$f(Y(k) | H(k), \sigma_w^2, S(k)) = \frac{1}{\pi\sigma_w^2} \exp\left(-\frac{|Y(k) - S(k)H(k)|^2}{\sigma_w^2}\right) \quad (5)$$

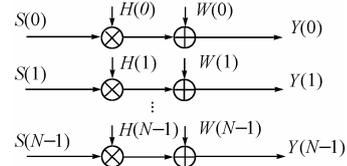


图 2 N 个并行的子信道

Fig.2 N parallel subchannels

3 基于导频的 EM 信道估计算法

文中假设发送的二进制数据流经过 QPSK 或 16QAM 等调制, 星座图大小为 C (QPSK 调制时, $C = 4$, 16QAM 调制时, $C = 16$), 记星座图中的符号为 $q_l, l = 1, 2, \dots, C$ 。令 $f(\mathbf{Y}, \mathbf{S} | \mathbf{h})$ 为完备数据 (\mathbf{Y}, \mathbf{S}) 的联合条件概率密度函数, 根据式(2), 式(3)和式(5), 有

$$\begin{aligned} f(\mathbf{Y}, \mathbf{S} | \mathbf{h}, \sigma_w^2) &= f(\mathbf{Y} | \mathbf{h}, \sigma_w^2, \mathbf{S}) f(\mathbf{S}) \\ &= \frac{1}{(\pi\sigma_w^2)^N} \exp\left(-\frac{\|\mathbf{Y} - \text{diag}(\mathbf{S})\mathbf{F}_L\mathbf{h}\|^2}{\sigma_w^2}\right) f(\mathbf{S}) \quad (6) \end{aligned}$$

基于 EM 的信道估计算法通过以下两步迭代完成:

E-步:

$$Q(\mathbf{h} | \mathbf{h}^{(p)}, (\sigma_w^2)^{(p)}) = E\left\{\log f(\mathbf{Y}, \mathbf{S} | \mathbf{h}) | \mathbf{h}^{(p)}, (\sigma_w^2)^{(p)}, \mathbf{Y}\right\} \quad (7)$$

M-步:

$$\left\{\mathbf{h}^{(p+1)}, (\sigma_w^2)^{(p+1)}\right\} = \arg \max_{\mathbf{h}, \sigma_w^2} Q(\mathbf{h}, \sigma_w^2 | \mathbf{h}^{(p)}, (\sigma_w^2)^{(p)}) \quad (8)$$

即给定第 p 次迭代得到的信道估计向量和观测数据, 对 $\log(f(\mathbf{Y}, \mathbf{S} | \mathbf{h}, \sigma_w^2))$ 关于 \mathbf{S} 求条件期望, 使该期望最大的 \mathbf{h} 和 σ_w^2 就是下一次迭代的信道参数估计量。在 EM 算法中如果能够得到信道冲激响应的初始估计和 $Q(\mathbf{h}, \sigma_w^2 | \mathbf{h}^{(p)}, (\sigma_w^2)^{(p)})$, 则很容易求得信道冲激响应的下一步迭代值。对数似然函数的条件期望求解过程如下:

$$\begin{aligned} Q(\mathbf{h}, \sigma_w^2 | \mathbf{h}^{(p)}, (\sigma_w^2)^{(p)}) &= E\left\{\log f(\mathbf{Y} | \mathbf{h}, \sigma_w^2, \mathbf{S}) | \mathbf{h}^{(p)}, (\sigma_w^2)^{(p)}, \mathbf{Y}\right\} \\ &= -N \log(\sigma_w^2) + \text{Const} - \frac{1}{\sigma_w^2} E\left\{(\mathbf{Y} - \text{diag}(\mathbf{S})\mathbf{F}_L\mathbf{h})^H \cdot (\mathbf{Y} - \text{diag}(\mathbf{S})\mathbf{F}_L\mathbf{h}) | \mathbf{h}^{(p)}, (\sigma_w^2)^{(p)}, \mathbf{Y}\right\} + \text{Const} \\ &= \mathbf{Y}^H \mathbf{Y} - 2\text{Re}(\mathbf{Y}^H \mathbf{G}_0 \mathbf{h}) + \mathbf{h}^H \mathbf{G}_1 \mathbf{h} + \text{Const} \quad (9) \end{aligned}$$

其中 Const 是与信道冲激响应相互独立的量, $\text{Re}(\cdot)$ 为取复数的实部, 并且

$$\mathbf{G}_0 = \text{diag}\left\{E\left\{\mathbf{S} | \mathbf{h}^{(p)}, (\sigma_w^2)^{(p)}, \mathbf{Y}\right\}\mathbf{F}_L\right\} \quad (10)$$

$$\mathbf{G}_1 = \mathbf{F}_L^H \text{diag}\left\{E\left\{\mathbf{S}\mathbf{S}^H | \mathbf{h}^{(p)}, (\sigma_w^2)^{(p)}, \mathbf{Y}\right\}\mathbf{F}_L\right\} \quad (11)$$

由式(4)可知, 对于 $k = 0, 1, \dots, N-1$

$$\begin{aligned}
& E\left\{S(k) | \mathbf{h}^{(p)}, (\sigma_w^2)^{(p)}, \mathbf{Y}\right\} \\
&= E\left\{S(mD_f + l) | \mathbf{h}^{(p)}, (\sigma_w^2)^{(p)}, \mathbf{Y}\right\} \\
&= \begin{cases} P(m), & l=0 \\ E\left\{S(mD_f + l) | \mathbf{h}^{(p)}, (\sigma_w^2)^{(p)}, \mathbf{Y}\right\}, & l=1, \dots, D_f - 1 \end{cases} \\
& \quad m=0, 1, \dots, M-1 \quad (12)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& E\left\{|S(k)|^2 | \mathbf{h}^{(p)}, (\sigma_w^2)^{(p)}, \mathbf{Y}\right\} \\
&= E\left\{|S(mD_f + l)|^2 | \mathbf{h}^{(p)}, (\sigma_w^2)^{(p)}, \mathbf{Y}\right\} \\
&= \begin{cases} |P(m)|^2, & l=0 \\ E\left\{|S(mD_f + l)|^2 | \mathbf{h}^{(p)}, (\sigma_w^2)^{(p)}, \mathbf{Y}\right\}, & l=1, \dots, D_f - 1 \end{cases} \\
& \quad m=0, 1, \dots, M-1 \quad (13)
\end{aligned}$$

由式(10), 式(11)可以看到, 为了求得 $Q(\mathbf{h}, \sigma_w^2 | \mathbf{h}^{(p)}, (\sigma_w^2)^{(p)})$, 必须求以下两个条件期望, 即 $S(k)$ 和 $|S(k)|^2$ 的条件均值和方差:

$$\begin{aligned}
& E\left\{S(mD_f + l) | \mathbf{h}^{(p)}, (\sigma_w^2)^{(p)}, \mathbf{Y}\right\} \\
&= \sum_{l=1}^P q_l \Pr\left(S(mD_f + l) = q_l | \mathbf{h}^{(p)}, (\sigma_w^2)^{(p)}, \mathbf{Y}\right) \quad (14)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& E\left\{|S(mD_f + l)|^2 | \mathbf{h}^{(p)}, (\sigma_w^2)^{(p)}, \mathbf{Y}\right\} \\
&= \sum_{l=1}^P |q_l|^2 \Pr\left(S(mD_f + l) = q_l | \mathbf{h}^{(p)}, (\sigma_w^2)^{(p)}, \mathbf{Y}\right) \quad (15)
\end{aligned}$$

其中 $m=0, 1, \dots, M-1$, $l=1, 2, \dots, D_f-1$ 。由于在论文中采用 QPSK 调制方式, 并且假设发送数据符号功率和导频功率为 $\sigma_D^2 = \sigma_P^2 = \sigma_S^2$, 故有 $E\left\{|S(k)|^2 | \mathbf{h}^{(p)}, (\sigma_w^2)^{(p)}, \mathbf{Y}\right\} = \sigma_S^2$, 并且 \mathbf{G}_1 简化为 $\mathbf{G}_1 = \sigma_S^2 \mathbf{F}_L^H \mathbf{F}_L$ 。

由以上分析可以看出, 在 E-步中求 $S(k)$ 的条件期望最终都归结为求条件概率 $\Pr\left(S(k) = q_l | \mathbf{h}^{(p)}, (\sigma_w^2)^{(p)}, \mathbf{Y}\right)$ 。由于 $S(k)$ 与其它子载波上的接收数据 $Y(k')$ 及信道衰落 $H(k')$ 相互独立, 因此有:

$$\begin{aligned}
& \Pr\left(S(k) = q_l | \mathbf{h}^{(p)}, (\sigma_w^2)^{(p)}, \mathbf{Y}\right) \\
&= \frac{f\left(Y(k) | \mathbf{h}^{(p)}, (\sigma_w^2)^{(p)}, S(k) = q_l\right) \Pr(S(k) = q_l)}{f\left(Y(k) | \mathbf{h}^{(p)}, (\sigma_w^2)^{(p)}\right)} \quad (16)
\end{aligned}$$

其中

$$\begin{aligned}
& f\left(Y(k) | \mathbf{h}^{(p)}, (\sigma_w^2)^{(p)}\right) \\
&= \sum_{l=1}^C f\left(Y(k) | \mathbf{H}^{(p)}, (\sigma_w^2)^{(p)}, S(k) = q_l\right) \Pr(S(k) = q_l)
\end{aligned}$$

k 为发送数据符号子载波索引。在本文讨论中假设发送符号服从等概分布, 即

$$\Pr(S(k) = q_l) = 1/C, \quad l=1, 2, \dots, C$$

有了以上求得的期望值, 就可以得到 $Q(\mathbf{h}, \sigma_w^2 | \mathbf{h}^{(p)}, (\sigma_w^2)^{(p)})$ 。在 M-步, 对式(9)分别关于 \mathbf{h} 和 σ_w^2 求极大值, 得到信道参数和噪声方差的更新公式为

$$\begin{aligned}
& \mathbf{h}^{(p+1)} = \mathbf{G}_1^{-1} \mathbf{G}_0^H \mathbf{Y} \quad (17) \\
& (\sigma_w^2)^{(p+1)} = \left(\mathbf{Y}^H \mathbf{Y} - 2 \operatorname{Re}(\mathbf{Y}^H \mathbf{G}_0 \mathbf{h}^{(p+1)}) + (\mathbf{h}^{(p+1)})^H \mathbf{G}_1 \mathbf{h}^{(p+1)} \right) / N \quad (18)
\end{aligned}$$

信道参数的初始值 $\mathbf{h}^{(0)}$, 使用发送导频和导频子载波上接收数据, 根据最小二乘(LS)准则估计得到各导频子载波上的衰落系数, 变换到时域, 并进行时域滤波得到。 $(\sigma_w^2)^{(0)} = \|\mathbf{Y} - \operatorname{diag}(\hat{\mathbf{S}}) \mathbf{H}^{(0)}\|^2 / N$, 这里 $\mathbf{H}^{(0)}$ 为 $\mathbf{h}^{(0)}$ 的傅氏变换, $\hat{\mathbf{S}}$ 由信道估计为 $\mathbf{H}^{(0)}$ 时发送数据的判决结果和导频构成。

至此, 我们可以通过 E-步和 M-步交替迭代完成基于 EM 的信道估计。

注意到在式(15)中, 对发送数据子载波集, 若取

$$\hat{S}(k) = \arg \max_{q_l} \left(\Pr\left(S(k) = q_l | \mathbf{h}^{(p)}, (\sigma_w^2)^{(p)}, \mathbf{Y}\right) \right) \quad (19)$$

作为发送数据符号 \mathbf{D} 的估计值 $\hat{\mathbf{D}}$, 则 $\hat{\mathbf{D}}$ 是在已知接收数据和 $\mathbf{h} = \mathbf{h}^{(p)}$, $\sigma_w^2 = (\sigma_w^2)^{(p)}$ 时发送数据的最佳估计, 从而也实现了联合信道估计和数据检测。在式(10)和式(11)中用数据符号的估计值 $\hat{\mathbf{D}}$ 和导频符号代替发送数据的期望值, 将计算的 $\mathbf{G}_0, \mathbf{G}_1$ 代入式(18), 可以对 σ_w^2 进一步更新以减少迭代次数。

基于 EM 的联合信道参数估计和数据检测算法具体步骤如下:

- (1) 计算初始的 $\mathbf{h}^{(0)}$, $(\sigma_w^2)^{(0)}$;
- (2) 计算 $\Pr\left(S(mD_f + l) = q_l | \mathbf{h}^{(p)}, (\sigma_w^2)^{(p)}, \mathbf{Y}\right)$, $m=0, 1, \dots, M-1$, $l=1, 2, \dots, D_f-1$;
- (3) 根据式(10)和式(11), 求 \mathbf{G}_0 和 \mathbf{G}_1 ;
- (4) 第 $p+1$ 次迭代: 根据式(17)和式(18)得到信道参数的迭代值 $\mathbf{h}^{(p+1)}, (\sigma_w^2)^{(p+1)}$;
- (5) 联合数据检测: 根据式(19)得到发送数据的估计值, 并结合导频符号进一步更新 σ_w^2 的估计;
- (6) 如果 $(\sigma_w^2)^{(p)} > (\sigma_w^2)^{(p+1)}$, 则转到第(2)步继续执行, 否则终止迭代。

4 仿真参数及结果

4.1 信道模型

选取多径衰落信道的脉冲响应, $h_n(l) = \sum_{i=0}^{r-1} \alpha_i(n) \cdot e^{j[2\pi f_n T n]} \delta(l - \tau_i)$, r 表示多径数, $\alpha_i(n)$ 表示第 i 径的复衰落因子, f_{D_i} 表示第 i 径的多普勒频移, τ_i 表示 i 条路径的延迟时间, T 为系统的采样周期, 多径衰落的幅度服从 Rayleigh 分布。本文采用的信道模型为 6 径 Jakes 模型, 各径相互独立, 且各径幅度服从 Rayleigh 分布, 相位服从均匀分布, 参

数如表 1 示。

表 1 信道参数
Tab.1 Channel parameters

	延时 (采样间隔)	幅度衰减(dB)	相移(°)
第 1 径	0	0	90
第 2 径	1	1	0
第 3 径	2	9	72
第 4 径	3	10	144
第 5 径	5	15	216
第 6 径	8	20	288

4.2 系统参数

在本文的仿真中采用 QPSK 调制, 系统带宽为 2MHz, 总子载波数为 64, 并且假设循环前缀的长度大于信道冲激响应长度, 各径的最大多普勒频移为 $f_d = 100\text{Hz}$ 。

4.3 仿真结果

图 3-图 5 是等间隔插入 8 个导频时, 算法性能曲线。图 3 是使用基于 EM 的信道估计方法得到的信道估计的均方误差随平均信噪比变化曲线, 由图 3 可以看出, 该算法可以收敛到给定的信道参数。图 4 是采用线性, CUBIC 和 SPLINE 插值方法及本文提出的基于 EM 的信道估计方法, 联合信道参数估计和数据检测算法, 进行信道估计时系统的误码率随信噪比变化曲线。由图 4 可以看出, 由于较多导频提供了较好的初始信道信息, 所以本文提出的信道估计方法性能接近于信道参数完全已知的理想情况, 并且基于 EM 的信道估计方法和联合信道参数估计和数据检测算法的性能基本相同。图 5 是本文提出的基于 EM 的信道参数估计和联合信号参数估计和数据检测算法的迭代次数随信噪比变化曲线。由图 4 和图 5 可见联合信号参数估计与数据检测算法性能基本接近基于 EM 的信道估计方法, 但迭代次数明显减少, 大大改善了算法的收敛速度。

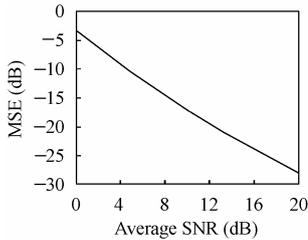


图 3 信道均方误差曲线

Fig.3 Mean square error curve of channel

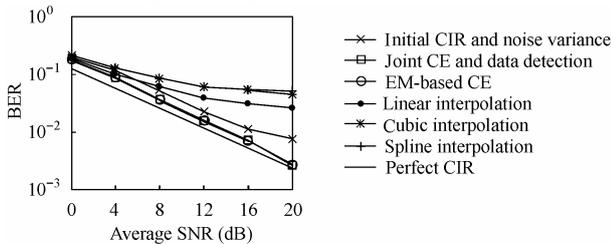


图 4 插入 8 个导频时的误码率曲线

Fig.4 BER curve with 8 pilot symbols

图 6 是等间隔插入 4 个导频, 上述几种方法的误码率性

能比较, 由图 6 可以看出, 由于导频符号的减少, 插值方法的性能明显下降, 而本文提出的基于导频的信道估计方法, 仍能得到良好的性能。但由于初始信道估计性能的下降, 本文提出的算法性能也有所下降。

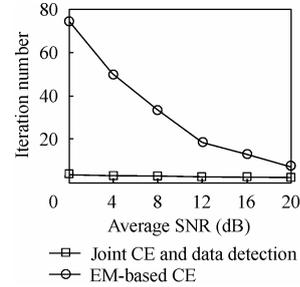


图 5 插入 8 个导频时, 两种信道估计算法的迭代次数曲线
Fig.5 Iteration number of two kinds of channel estimation method estimation method with 8 pilot symbols

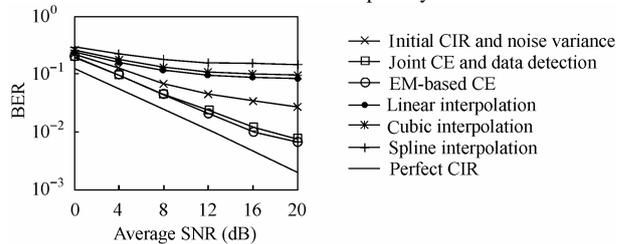


图 6 插入 4 个导频时的误码率曲线

Fig.6 BER curve with 4 pilot symbols

图 7 是分别等间隔插入 8 个和 4 个导频时, 算法的平均迭代次数随平均信噪比变化的曲线。由图 7 可以看出, 当导频个数减少一半时, 基于 EM 的联合信道参数估计和数据检测算法的平均迭代次数仅增加大约 1 次。

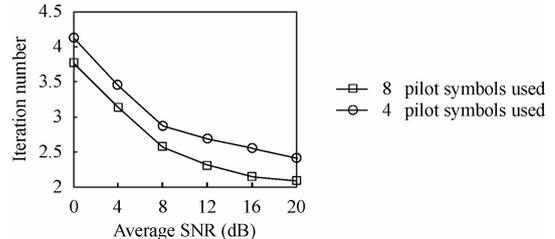


图 7 联合信道估计和数据检测算法平均迭代次数曲线

Fig.7 Average iteration number curve of joint CE and data detection algorithm

5 结束语

本文提出基于 EM 算法的迭代信道估计方法, 在每次迭代过程中使用导频信息, 可以很快地收敛到给定参数的信道, 很好地跟踪信道的时变特性。在使用很少导频时, 仍能得到较好的系统性能。为进一步减少迭代次数, 在上述算法的基础上, 提出联合信道参数估计和数据检测算法, 仿真结果表明, 在保持系统误码率性能基本不变的情况下, 该算法的收敛速度得到很好的改善。

参考文献

[1] Li Ye. Pilot-symbol-aided channel estimation for OFDM in wireless systems. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 2000, 49(4):

- 1207–1215.
- [2] Van de Beek J, Edfors O, Sandell M, Wilson S K, Porjesson O B. On channel estimation in OFDM systems. *IEEE Vehicular Technology Conf.*, Chicago, 1995: 815–819.
- [3] Moon J K, Choi S I. Performance of channel estimation methods for OFDM systems in a multipath fading channels. *IEEE Consumer Electronics*, 2000, 46(1):161–170.
- [4] Michail K T, Georgios B G. Subspace methods for blind estimation of time-varying FIR channels. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1997, 45(12): 3084–3093.
- [5] Chang M X, Su Yu T. Blind and semiblind detections of OFDM signals in fading channels. *IEEE Trans. on Communications*, 2004, 52(5): 744–754.
- [6] Muquet B, De Courville M, Duhamel P. Subspace-based blind and semi-blind channel estimation for OFDM systems. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2002, 50(7): 1699–1712.
- [7] Cai Jun, Shen Xuemin, Mark J W. EM channel estimation algorithm for OFDM wireless communication systems. *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC2003*, Beijing, 2003: 804–808.
- [8] Ma Xiaoqiang, Kobayashi H, Schwartz S C. EM-based channel estimation of OFDM signals. *Wireless Communications and Networking Conference, WCNC2002*, Orlando, 2002: 228–232.
- [9] Dempster A P, Laird N M, Rubin D B. Maximum likelihood estimation from incomplete data. *Journal of the Royal Statistical Society (B)*, 1977, 39(1): 1–38.
- 张蕊萍: 女, 1974年生, 讲师, 博士生, 从事无线通信信号处理、统计信号处理、系统辨识等方面的研究.
- 张太镒: 男, 1944年生, 教授, 博士生导师, 主要从事宽带网络通信技术、数字信号处理、图像处理与系统等方面的研究.
- 龚政委: 男, 1979年生, 博士生, 从事无线通信信号处理方面的研究.