

时变信道 OFDM 系统联合迭代信道估计与符号检测算法^①韩 华^② 吴乐南

(东南大学信息科学与工程学院 南京 210096)

摘 要 针对正交频分复用(OFDM)系统中由于信道快时变导致的子载波间干扰(ICI),基于基扩展模型,提出了一种时变信道下 OFDM 系统联合迭代信道估计与符号检测算法。该算法将基于基扩展模型的最小均方误差信道估计算法与一种类似于串行干扰抵消的符号检测方式相结合,并利用插值和滤波过程进一步消除噪声影响,进而通过联合迭代获得较为精确的符号检测结果。同时,利用带状矩阵近似降低算法的计算复杂度,在复杂度与算法性能之间取得比较好的折中。理论分析和仿真结果表明,在快时变信道条件下,这种新的联合迭代信道估计与符号检测算法可有效地提高系统性能。

关键词 正交频分复用(OFDM),基扩展模型(BEM),串行干扰抵消(SIC),迭代信道估计,快时变信道

0 引言

正交频分复用(orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)作为一种无线环境下的高速传输技术,已被诸如 DVB-H, IEEE 802. 11. a, IEEE 802. 16e 以及 3GPP LTE 等标准所采用^[1]。为了克服多径传播效应,OFDM 利用快速逆傅里叶变换(inverse fast fourier transform, IFFT)将信号调制在相互正交的并行子载波上,并引入循环前缀(cyclic prefix, CP),将频率选择性衰落信道转换成平坦衰落信道,这样接收机只需用简单的单抽头均衡即可抵消信道影响。但未来无线通信系统需要满足更高的发射频率和高速移动的应用需求,而高速移动产生的多普勒频移将会破坏 OFDM 系统中子载波的正交性,产生载波间干扰(inter carrier interference, ICI)。为了消除 ICI,需要在接收机端准确地获取信道状态信息。针对时不变信道环境,文献[2]提出了一种利用信道相关函数的最小均方误差(minimum mean square error, MMSE)信道估计算法;针对慢时变信道环境,文献[3]假设信道在一个 OFDM 符号周期内的变化近似满足线性特性,从而提出了一种时域信道估计算法;在文献[3]的基础上,文献[4]提出了一种基于分段线性模型的时域信道估

计算法。在快时变信道环境下,上述准静态和线性变化的假设均不再成立,为此,Giannakis 等人在文献[5]中提出了时频双选信道下的基扩展模型(basic expansion model, BEM);文献[6-9]基于基扩展模型提出了多种信道估计算法,但这些算法还是易受 ICI 影响,降低了信道估计精度。为了进一步消除 ICI,得到较为准确的信道估计结果,本文提出了一种适用于时变信道的联合迭代信道估计与符号检测算法。该算法将基于 BEM 模型的 MMSE 信道估计算法与一种类似于串行干扰抵消(successive interference cancellation, SIC)的符号检测方式相结合,并利用插值和滤波过程进一步消除噪声影响,进而通过联合迭代获得较为精确的符号检测结果。同时,利用带状矩阵近似降低算法的计算复杂度,在复杂度与算法性能之间取得比较好的折中。

1 系统模型

1.1 时变信道基扩展模型

时频双选信道下的接收信号模型可以表示为

$$y(n) = \sum_{l=0}^{L-1} h(n, l)x(n-l) + w(n) \quad (1)$$

这里 $h(n, l)$ 为时变信道冲激响应, $y(n)$ 为输出序

① 国家自然科学基金(60872075)资助项目。

② 男,1975 年生,博士生;研究方向:通信信号处理;联系人, E-mail: hanhua_2000@126.com
(收稿日期:2010-11-05)

列, $w(n)$ 是高斯白噪声, $x(n)$ 是输入信号序列。考虑有 N 个子载波的 OFDM 系统, 可以将一个 OFDM 符号内的信道冲激响应表示成若干个复指数基的加权和, 得到等效离散时间基带信道模型^[5]

$$h(n, l) = \sum_{q=0}^Q c_q(l) e^{(j2\pi n/KN)(q-Q/2)} \quad (2)$$

其中 n 表示当前符号间隔内第 n 个采样时刻, L 为等效最大信道抽头数, $0 \leq n \leq N-1, 0 \leq l \leq L-1$; $K > 1$ 表示过采样因子, $Q = 2[f_d KNT_s]$ 为模型的基函数个数, f_d 是最大多普勒频率, T_s 是采样间隔, $c_q(l)$ 为第 l 个信道抽头上第 q 个复指数基的加权系数, 它是零均值且方差为 $\sigma_{q,l}^2$ 的复高斯随机变量。

1.2 基于基扩展模型的 OFDM 系统模型

对式(1)做快速傅里叶变换(fast fourier transform, FFT), 可以得到

$$\mathbf{Y} = \mathbf{F}\mathbf{y} = \mathbf{F}\mathbf{h}\mathbf{F}^H \mathbf{X} + \mathbf{F}\mathbf{w} = \mathbf{G}\mathbf{X} + \mathbf{W} \quad (3)$$

这里 $\mathbf{G} = \mathbf{F}\mathbf{h}\mathbf{F}^H$ 是频域信道传输矩阵, $\mathbf{F}$ 是 N 点 FFT 矩阵, $\mathbf{F}^H$ 是 N 点 IFFT 矩阵, 上标 H 表示复共轭转置, $\mathbf{Y} = [Y_0, \dots, Y_{N-1}]^T$ 是 $N \times 1$ 维频域接收向量, $\mathbf{W}$ 是 $N \times 1$ 维频域噪声向量。

由式(2)可知, 对于第 k 个 OFDM 符号内的第 l 个信道抽头, 其表达式为

$$\mathbf{h}_l(k) = \mathbf{B}\mathbf{c}_{q,l}(k), 0 \leq q \leq Q, 0 \leq l \leq L-1 \quad (4)$$

其中 $[\mathbf{B}]_{p,q} = e^{(j2\pi p/KN)(q-Q/2)}$, $\mathbf{B} = [b_0, \dots, b_Q]$ 是 $N \times (Q+1)$ 的矩阵, 每一列对应一个正交基函数 b_q , $\mathbf{c}_{q,l}(k) = [c_{0,l}(k), \dots, c_{Q,l}(k)]^T$ 表示第 k 个 OFDM 符号内第 l 个信道抽头上的 BEM 系数。将第 k 个 OFDM 符号内的所有信道抽头系数合并在一个向量中可以得到

$$\mathbf{h}(k) = (\mathbf{B} \otimes \mathbf{I}_L) \mathbf{c}(k) \quad (5)$$

其中 $\mathbf{c}(k) = [c_{0,0}(k), \dots, c_{0,L-1}(k), \dots, c_{Q,0}(k), \dots, c_{Q,L-1}(k)]^T$, $\otimes$ 表示 Kronecker 积。将式(5)代入式(3)并省略索引 k 后得到

$$\mathbf{Y} = \sum_{q=0}^Q \mathbf{D}_q \mathbf{A}_q \mathbf{X} + \mathbf{W} \quad (6)$$

其中 $\mathbf{D}_q = \mathbf{F} \text{diag}\{b_q\} \mathbf{F}^H$ 是一个循环矩阵, 其第 1 列表示第 q 个基函数的频率响应, 而 $\mathbf{A}_q = \text{diag}\{\mathbf{F}_L[c_{q,0}, \dots, c_{q,L-1}]^T\}$ 是一个对角矩阵, 其对角线表示对应第 q 个基函数的 BEM 系数的频率响应, $\mathbf{F}_L$ 表示 $\mathbf{F}$ 矩阵的前 L 列。

2 联合迭代信道估计与符号检测算法

2.1 导频辅助信道估计

如图 1 所示, 假定每个 OFDM 符号内有等间隔的 M 组导频 $\mathbf{X}_m^{(p)}$, $m = 0, 1, \dots, M-1$, 每组导频的长度为 L_p , 总的导频矢量 $\mathbf{X}^{(p)} = [\mathbf{X}_0^{(p)T}, \dots, \mathbf{X}_{M-1}^{(p)T}]^T$, 由式(6)可以得到

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}^{(p)} &= \mathbf{D}^{(p)} [\mathbf{I}_{Q+1} \otimes (\text{diag}\{\mathbf{X}^{(p)}\} \mathbf{F}_L^{(p)})] \mathbf{c} \\ &\quad + \mathbf{D}^{(d)} [\mathbf{I}_{Q+1} \otimes (\text{diag}\{\mathbf{X}^{(d)}\} \mathbf{F}_L^{(d)})] \mathbf{c} + \mathbf{W}^{(p)} \\ &= \mathbf{A}\mathbf{c} + \mathbf{d} + \mathbf{W}^{(p)} = \mathbf{A}\mathbf{c} + \tilde{\mathbf{W}}^{(p)} \end{aligned} \quad (7)$$

其中 $\mathbf{Y}^{(p)} = [Y_0^T, \dots, Y_{M-1}^T]^T$, $\mathbf{W}^{(p)} = [W_0^T, \dots, W_{M-1}^T]^T$, $\mathbf{A} = \mathbf{D}^{(p)} [\mathbf{I}_{Q+1} \otimes (\text{diag}\{\mathbf{X}^{(p)}\} \mathbf{F}_L^{(p)})]$, $\mathbf{D}^{(p)}$

$$= \begin{bmatrix} D_{0,0}^{(p)} & \dots & D_{Q,0}^{(p)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ D_{0,M-1}^{(p)} & \dots & D_{Q,M-1}^{(p)} \end{bmatrix}, \mathbf{d} = \mathbf{D}^{(d)} [\mathbf{I}_{Q+1} \otimes$$

$$(\text{diag}\{\mathbf{X}^{(d)}\} \mathbf{F}_L^{(d)})], \mathbf{D}^{(d)} = \begin{bmatrix} D_{0,0}^{(d)} & \dots & D_{Q,0}^{(d)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ D_{0,M-1}^{(d)} & \dots & D_{Q,M-1}^{(d)} \end{bmatrix},$$

$\tilde{\mathbf{W}}^{(p)} = \mathbf{d} + \mathbf{W}^{(p)}$ 表示干扰项。由式(7)可以得到 $\mathbf{c}$ 的 MMSE 估计为

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{c}}_{\text{MMSE}} &= \mathbf{R}_{cY^{(p)}} \mathbf{R}_{Y^{(p)}Y^{(p)}}^{-1} \mathbf{Y}^{(p)} \\ &= \mathbf{R}_c \mathbf{A}^H (\mathbf{A} \mathbf{R}_c \mathbf{A}^H + \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{W}}^{(p)}})^{-1} \mathbf{Y}^{(p)} \end{aligned} \quad (8)$$

估计出 BEM 系数向量 $\mathbf{c}$ 之后, 代入式(5)即可得到时域信道矩阵的估计 $\hat{\mathbf{h}}$ 。

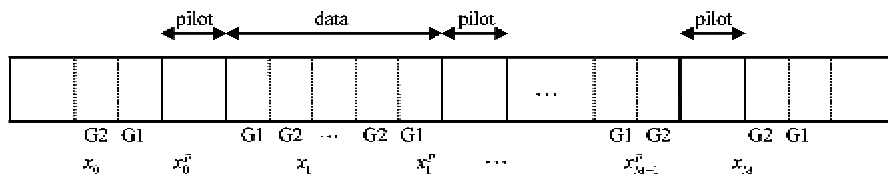


图 1 导频结构图

2.2 联合迭代信道估计与符号检测

传统的基于导频辅助的信道估计没有考虑信道时变导致的 ICI, 随着信道时变程度的加深, 这种干

扰对信道估计的影响也进一步加大, 因此, 本节将提出一种联合迭代信道估计与信号检测算法, 该算法以最小均方误差为准则, 联合估计信道信息和数据

信息,导频数据仅为初始信道估计提供参考,后续信道估计的参考信息则是来自检测得到的数据信息。

为了降低迭代计算的复杂度,利用了带状矩阵近似的方法。由文献[10]可知,因为大部分 ICI 干扰项的能量都来自于相邻子载波,因此 G 矩阵可由如图 2 所示的带状矩阵近似。该矩阵由分布在宽度为 $2D+1$ 的主对角位置的元素及右上角和左下角的两个 $D \times D$ 三角矩阵组成。

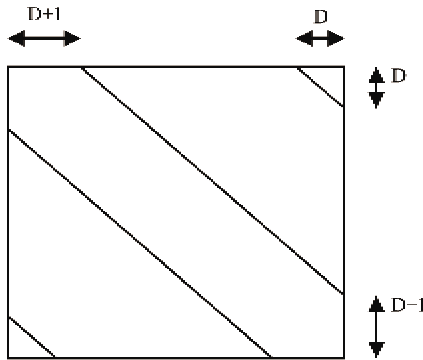


图 2 带状矩阵结构

假定检测第 m 个子载波,则带状矩阵表达式为

$$G_m = \begin{bmatrix} G_{(m-D)_N, (m-2D)_N} & \cdots & G_{(m-D)_N, (m+2D)_N} \\ \vdots & & \vdots \\ G_{(m)_N, (m-2D)_N} & \cdots & G_{(m)_N, (m+2D)_N} \\ \vdots & & \vdots \\ G_{(m+D)_N, (m-2D)_N} & \cdots & G_{(m+D)_N, (m+2D)_N} \end{bmatrix} \quad (9)$$

其中 D 表示对第 m 个子载波存在 ICI 的有效长度, $D \geq \lceil f_d T \rceil + 1$ [10], $\lceil \cdot \rceil$ 表示上取整, G_m 是 $(2D+1) \times (4D+1)$ 的矩阵,接收信号向量可表示为

$$Y_m = G_m X_m + W_m \quad (10)$$

其中 $X_m = [X_{m-2D}, \dots, X_{m+2D}]^T$, $Y_m = [Y_{m-D}, \dots, Y_{m+D}]^T$, $W_m = [W_{m-D}, \dots, W_{m+D}]^T$ 。则 X_m 的 MMSE 估计为

$$\hat{X}_m = E\{X_m\} + Cov(X_m, Y_m) Cov(Y_m, Y_m)^{-1} (Y_m - E\{Y_m\}) \quad (11)$$

其中, $E\{\cdot\}$ 表示数学期望, $Cov\{\cdot\}$ 表示协方差。为了分析方便,我们假设发射信号序列独立同分布且 $E\{XX^H\} = I$, $E\{WW^H\} = \sigma^2 I$, $E\{W\} = 0$, $E\{XW^H\} = 0$ 。定义 $\bar{X}_m \triangleq E\{X_m\}$, $V_m \triangleq Cov(X_m, X_m)$, $\bar{X}_m = [\bar{X}_{m-2D}, \dots, \bar{X}_{m+2D}]^T$, $V_m = [V_{m-2D}, \dots, V_{m+2D}]^T$, $g_m = [G_{m-D, m}, \dots, G_{m+D, m}]^T$, 由此我们可以推导出

$$E\{Y_m\} = G_m \bar{X}_m$$

$$Cov(X_m, Y_m) = V_m g_m^H$$

$$Cov(Y_m, Y_m) = \sigma^2 I + G_m \text{diag}(V_m) G_m^H \quad (12)$$

从而得到 MMSE 表达式如下

$$f_m = (\sigma^2 I + G_m \text{diag}(V_m) G_m^H)^{-1} g_m V_m \quad (13)$$

$$\hat{X}_m = \bar{X}_m + f_m^H (Y_m - G_m \bar{X}_m) \quad (14)$$

由于估计 X_m 时仅利用来自 $\{X_d, d \neq k\}$ 的先验信息,因此通过式(13)和式(14)估计 X_m 时,可设定

$$\bar{X}_m = [\bar{X}_{m-2D}, \dots, \bar{X}_{m-1}, 0, \bar{X}_{m+1}, \dots, \bar{X}_{m+2D}]^T \quad (15)$$

$$V_m = [V_{m-2D}, \dots, V_{m-1}, 1, V_{m+1}, \dots, V_{m+2D}]^T \quad (16)$$

在上述分析的基础上,我们给出具体的迭代算法步骤如下:

(1) 利用 2.1 节所述 MMSE 信道估计方法得到信道矩阵 G 和接收信号向量 Y 作为迭代估计算法的初始输入值,并且令 $t = 0$ 。

(2) 初始化:当索引 m 对应数据子载波时,我们设定 $\bar{X}_m = 0$, $V_m = 1$;而当索引 m 对应导频子载波时,我们设定 $\bar{X}_m = X_m^{(p)}$, $V_m = 0$ 。如图 2 所示,我们可将一个完整的 OFDM 符号表示成 $S = [X_0^T, X_0^{(p)T}, \dots, X_{M-1}^T, X_{M-1}^{(p)T}, X_M^T]^T$, 则 $\bar{X} = [0^T, X_0^{(p)T}, \dots, 0^T, X_{M-1}^{(p)T}, 0^T]^T$, $V = [1^T, 0^T, \dots, 1^T, 0^T, 1^T]^T$ 。

(3) 检测排序:如图 1 所示,将数据符号按照与导频的距离远近来排序,距离导频最近的数据符号设定为 G_1 , 次近的设定为 G_2 , 依次类推。检测时,首先检测距离导频最近的数据符号 G_1 , 然后是 G_2 , 按照这个顺序,直到检测完所有数据符号。

(4) MMSE 检测:

$$[i_1, i_2, \dots, i_{N_d}] \leftarrow [\{i \mid S(i) \in G_1\}, \{i \mid S(i) \in G_2\}, \dots]$$

$$\text{for } m \leftarrow i_1, i_2, \dots, i_{N_d}$$

$$\bar{X}_m = 0, V_m = 1$$

$$G_m \leftarrow G(m-D; m+D, m-2D; m+2D)$$

$$g_m \leftarrow G(m-D; m+D, m)$$

$$Y_m \leftarrow Y(m-D; m+D)$$

$$\bar{X}_m \leftarrow \bar{X}(m-2D; m+2D)$$

$$V_m = V(m-2D; m+2D)$$

$$f_m \leftarrow (\sigma^2 I_{2D+1} + G_m \text{diag}(V_m) G_m^H)^{-1} g_m$$

$$\hat{X}_m \leftarrow f_m^H (Y_m - G_m \bar{X}_m)$$

$$\bar{X}_m = \text{Dec}(\hat{X}_m)$$

$V_m = 0$

end

(5) 利用得到的数据信息 $\bar{X}$ 重新进行信道估计, 得到更新后的信道矩阵 $\hat{G}$ 。接着对信道矩阵 $\hat{G}$ 进行滤波和插值^[11], 可以得到更为准确的信道估计矩阵 $\hat{G}'$ 。滤波和插值过程可通过如下公式实现: $\hat{G}' = \text{FFT}(\text{IFFT}(\hat{G})[1:N_{cp}], N)$ 。因为 $N_{cp} \geq L$, 通常取 $\text{IFFT}(\hat{G})$ 的前 N_{cp} 个值作为信道时域冲激响应的估计值。这样就实现了信道冲激响应子空间和噪声子空间的分离, 即实现了滤波过程。然后再经 N 点 FFT 估计出整个信道的频率响应。即实现了插值过程。

(6) 令 $t = t + 1$, 返回到第 4 步得到新的符号检测估计。其中, t 表示迭代次数, N_d 表示一个 OFDM 符号中的数据符号数量, 对于矩阵 G 而言, $G(m_1:m_2, n_1:n_2)$ 表示矩阵 G 中由第 m_1 到 m_2 行、第 n_1 列到 n_2 列的元素构成的矩阵, 而 $G(m_1:m_2, n)$ 则表示矩阵 G 中由第 m_1 到 m_2 行和第 n 列所有元素构成的矩阵, 所有的索引号均为取模 N 运算, 迭代的终止条件为前后两次判决结果差小于设定门限, 一般迭代 3 次即可得到比较满意的结果。

2.3 复杂度分析

对于基于 BEM 模型的 MMSE 信道估计算法, 由于 BEM 模型仅需估计 $(Q+1)L$ 个参数, 因此其计算复杂度为 $O((Q+1)LN)$ 。对于符号检测算法, 由于采用了图 2 的带状矩阵近似, 因此其计算复杂度为 $O(N(2D+1)^2 + N\log_2^2)$ 。所以, 在一次迭代中, 总的算法计算复杂度为 $O((Q+1)N + N(2D+1)^2 + N\log_2^2)$ 。同时, 由于本算法的迭代终止条件为前后两次判决结果差小于设定门限, 因此可在算法性能和实现复杂度之间实现比较好的折中。

3 仿真结果与分析

本节的仿真参数如下: OFDM 子载波数 $N = 128$, CP 长度 $N_{cp} = 16$, QPSK 调制。多径信道采用文献[12]的方法建立, 信道最大抽头数为 $L = 5$, 延迟功率谱服从指数分布, 基函数个数 $Q = 4$, 过采样因子 $K = 4$, 每个 OFDM 符号内包含等间隔的 16 组导频, 每组导频数为 3。

图 3 表示在归一化多普勒频移为 0.15, $D = 2$ 的情况下, 本节提出的联合迭代信道估计和信号检测算法与基于 BEM 模型的 MMSE 信道估计算法^[6] 的 BER 性能比较, 而图 4 则表示不同 D 值条件下的

BER 性能比较。从中可以看出:

(1) 本文提出的联合迭代信道估计与信号检测算法性能明显优于传统基于 BEM 模型的 MMSE 信道估计算法, 在高 SNR 情况下有效地减少了“地板效应”, 获得了更为精确的信道估计结果。

(2) 在高多普勒频移环境下, 该联合迭代算法迭代 3 次后的 BER 性能明显优于迭代 1 次的 BER 性能。这表明, 本节提出的联合迭代算法在多普勒频移比较高的环境下, 可以通过迭代次数的增加有效地消除 ICI, 获得更好的信道估计 BER 性能。

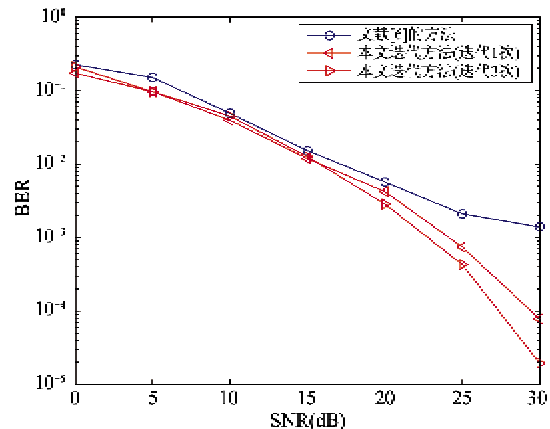


图3 不同信道估计方法的 BER 性能比较 ($f_d T = 0.15, D = 2$)

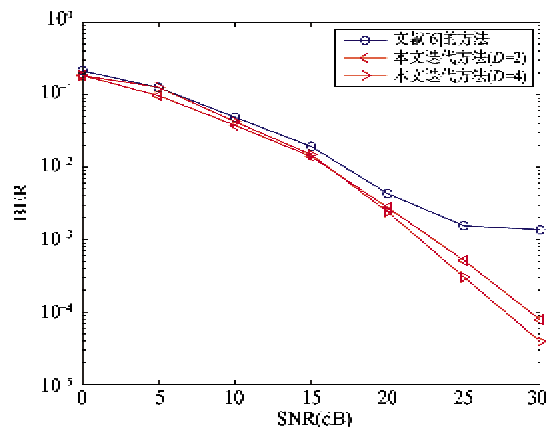


图4 不同 D 值条件下迭代一次的 BER 性能比较 ($f_d T = 0.15$)

(3) 由于用带状矩阵来近似频域信道矩阵, 因此该算法相对传统基于 BEM 模型的 MMSE 信道估计算法并没有过多增加计算复杂度, 但性能却明显改善, 从仿真结果看, $D \geq \lceil f_d T \rceil + 1$ 是比较合理的选择。

4 结论

本文基于基扩展模型提出了一种适用于快时变

信道的联合迭代信道估计与符号检测算法。该算法将基于 BEM 模型的 MMSE 信道估计算法与一种类似于串行干扰抵消的符号检测方式相结合,并利用插值和滤波过程进一步消除噪声影响,进而通过联合迭代获得较为精确的符号检测结果。同时,利用带状矩阵近似降低算法的计算复杂度,在复杂度与算法性能之间取得比较好的折中。理论分析与仿真结果表明,在高多普勒频移环境下,该算法能够有效地消除 ICI,克服“地板效应”,改善信道估计性能,获得更为精确的符号估计结果。

参考文献

- [1] Hwang T, Yang C, Wu G, et al. OFDM and its wireless applications: A survey. *IEEE Trans on Vehicular Technology*, 2009, 58(4):1673-1694
- [2] Li Y, Cimini Jr L J, Sollenberge N R. Robust channel estimation for OFDM systems with rapid dispersive fading channels. *IEEE Trans Commun*, 1998, 46(7):902-915
- [3] Jeon W, Chang K, Cho Y. An equalization technique for orthogonal frequency-division multiplexing systems in time-variant multipath channels. *IEEE Trans Commun*, 1999, 47(1):27-32
- [4] Mostofi Y, Cox D. ICI mitigation for pilot-aided OFDM mobile systems. *IEEE Trans Wireless Commun*, 2005, 4(2):765-774
- [5] Ma X, Giannakis G, Ohno S. Optimal training for block transmissions over doubly-selective fading channels. *IEEE Trans on Signal Processing*, 2003, 51(5):1351-1366
- [6] Tang Z, Cannizzaro R C, Leus G, et al. Pilot-assisted time-varying channel estimation for OFDM systems. *IEEE Trans on Signal Processing*, 2007, 55(5):2226-2238
- [7] Hou S W, Ko C C. Intercarrier interference suppression for OFDMA uplink in time- and frequency-selective fading channels. *IEEE Trans on Vehicular Technology*, 2009, 58(6):2741-2754
- [8] Nguyen-Le H, Le-Ngoc T. Joint synchronization and channel estimation for OFDM transmissions over doubly selective channels. In: *Proceedings of the 2009 IEEE International Conference on Communications*, Dresden, Germany, 2009. 1-5
- [9] Wan P, McGuire M, Dong X D. Near optimal channel estimation for OFDM in fast fading channels. In: *Proceedings of IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, Sydney, Australia, 2010. 1-6
- [10] Schniter P. Low-complexity equalization of OFDM in doubly selective channels. *IEEE Trans on Signal Processing*, 2004, 52(4):1002-1011
- [11] Zhao Y P, Huang A P. A novel channel estimation method for OFDM mobile communication systems based on pilot signals and transform-domain processing. In: *Proceedings of IEEE 47th Vehicular Technology Conference*, Phoenix, USA, 1997. 2089-2093
- [12] Zheng Y, Xiao C. Simulation models with correct statistical properties for Rayleigh fading channels. *IEEE Trans Commun*, 2003, 51(6):920-928

A joint iterative channel estimation and symbol detection algorithm for OFDM systems over time-varying channels

Han Hua, Wu Lenan

(School of Information Science and Engineering, Southeast University, Nanjing 210096)

Abstract

Based on the basic expansion model (BEM), a novel joint iterative channel estimation and symbol detection algorithm for orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) systems over time-varying channels is proposed for elimination of inter-carrier interference (ICI) caused by rapidly time-varying channels. The algorithm combines the BEM based minimum mean square error (MMSE) channel estimation with a symbol detection method like the successive interference cancellation, and uses interpolation and filtering to further eliminate noise, and then obtains the more accurate symbol detection result through joint iterative calculation. Meanwhile, the algorithm obtains the tradeoff between complexity and performance by using the banded matrix approximation. The theoretical analysis and the simulation results show that the novel joint iterative channel estimation and symbol detection algorithm can effectively improve the system performance over fast time-varying channels.

Key words: orthogonal frequency division multiplexing (OFDM), basic expansion model (BEM), successive interference cancellation (SIC), iterative channel estimation, fast time-varying channels