

# LTE 上行多用户 SC-FDMA 系统中时变信道估计方法

杨丽花, 杨龙祥, 朱洪波

(南京邮电大学 无线通信重点实验室, 江苏 南京 210003)

**摘 要:** 针对高速移动时分双工长期演进(TDD-LTE, time division duplex-long term evolution)上行单载波-频分多址(SC-FDMA, single carrier-frequency division multiple access)系统, 提出了一种新型的变换域时变信道估计方法。在所定义的变换域中, 基于两块导频符号的信道参数估计, 提出利用基于判决导向的非线性内插方法来估计数据符号的信道参数。为了便于 SC-FDMA 系统均衡, 推导给出了变换域信道与频域信道的转换表达式, 利用该式可以直接将变换域信道参数估计转化为频域信道响应。计算机仿真结果表明, 新方法的性能远远优于传统方法的估计性能, 且具有低的计算复杂度。

**关键词:** TDD-LTE SC-FDMA; 时变信道估计; 变换域; 非线性内插; 判决导向

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1000-436X(2014)09-0091-08

## Time-varying channel estimation for LTE uplink SC-FDMA system with multi-user

YANG Li-hua, YANG Long-xiang, ZHU Hong-bo

(Key Lab. of Wireless Communications, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, China)

**Abstract:** A novel transform-domain based time-varying channel estimation method is proposed for the long term evolution (LTE) uplink single carrier-frequency division multiple access (SC-FDMA) systems with multi-user. In the transform domain, the channel parameters of the two block pilots were firstly estimated, then the decision-directed (DD) based non-linear interpolation method was employed to estimate the channel parameters of the data symbols. To convenient equalization in the frequency domain, the transform expression of the transform-domain channel and frequency-domain channel was derived, by which the channel estimation in the frequency domain could be directly obtained. Simulation results show that the performance of the proposed method is much better than those of the available methods, and the proposed method has a low computational complexity.

**Key words:** TDD-LTE SC-FDMA; time-varying channel estimation; transform domain; non-linear interpolation; decision-directed

### 1 引言

随着高速铁路、高速公路的不断建成、开通与使用, 新一代移动通信系统需要与高速移动的用户之间进行高速信息传输。在高速移动环境下, 大的多普勒频移使时分双工长期演进(TDD-LTE, time

division duplex-long term evolution)上行单载波-频分多址(SC-FDMA, single carrier-frequency division multiple access)链路<sup>[1]</sup>信道产生快速变化, 快速变化的信道使 SC-FDMA 系统子载波间的正交性遭到破坏, 产生子载波间干扰(ICI, inter carrier interference), 且 SC-FDMA 符号间的信道变化产生时间

收稿日期: 2013-06-23; 修回日期: 2014-01-15

基金项目: 国家重点基础研究发展计划(“973”计划)基金资助项目(2013CB329104); 国家自然科学基金项目资助(61271237); 南京邮电大学人才引进基金项目资助(NY213013); 国家科技重大专项基金资助项目(2012ZX03001008-003)

**Foundation Items:** The National Basic Research Program of China(973 Program) (2013CB329104); The National Natural Science Foundation of China (61271237); Nanjing University of Posts & Telecommunications Project (NY213013); The Important National Science and Technology Specific Project (2012ZX03001008-003)

选择性衰落, 这使 TDD-LTE 上行 SC-FDMA 系统中的信道估计精度受到严重影响。精确的信道估计是进行子载波间干扰抵消、克服时间选择性衰落和提高系统均衡性能的基础, 因此研究高速移动环境下 TDD-LTE 上行多用户 SC-FDMA 系统中高精度信道估计技术具有重要的意义。

目前, 国内外一些文献已开展了移动 LTE 上行 SC-FDMA 系统中时变信道估计方法的研究<sup>[2-3]</sup>, 其中, 文献[2]给出了一种基于卡尔曼滤波与多项式拟合的信道估计方法, 该方法首先利用卡尔曼滤波获得导频符号的时域信道估计, 然后通过多项式拟合获得数据符号的信道估计。但是, 由于该方法需要在时域跟踪每一径信道的变化, 这将引起大的计算复杂度。为了减小复杂度, 文献[3]给出了一种基于滑动窗的时变信道估计方法, 该方法主要通过初始信道估计进行加窗处理, 降低噪声对信道估计精度的影响。文献[2,3]中的方法在车载速度低于 120 km/h 的情况下具有较高的估计精度, 然而在目前高达 300 km/h 的高速移动环境下其估计精度将急剧下降。

近年来, 为了有效地估计高速移动 TDD-LTE 系统中的时变信道, 基扩展模型方法也已被广泛地研究<sup>[4-6]</sup>, 这类方法主要是通过有限参数模型来近似时变信道的。其中, 文献[4]给出了一种复指数基扩展模型方法, 该方法通过利用傅立叶基来模拟时变信道的变化, 但是该方法存在严重的多普勒泄漏。文献[5]提出了一种最小均方误差准则下的最优基扩展模型方法(即 KL 基扩展模型方法), 然而该方法要求信道的多普勒功率谱满足特定的形状, 一旦实际信道不能满足该条件, 该方法将不再最优。文献[6]给出了离散椭圆序列基扩展模型方法, 其是通过线性组合一系列正交的球函数来模拟信道的变化, 该方法无论在低多普勒频谱扩展下还是在高多普勒频谱扩展下都具有较好的拟合效果。但是由于其涉及大量的矩阵运算而使其适用范围严重受限。另外, 由于这类方法均在时域进行, 需要对信道每一径进行模拟, 因此这类方法均具有高的计算复杂度。

为了进一步提高信道估计精度与降低计算复杂度, 本文针对高速移动 TDD-LTE 上行多用户 SC-FDMA 传输系统, 提出了一种新型的变换域时变信道估计方法。在所定义的变换域中, 基于两块导频符号的信道参数估计, 提出利用基于数据导向

(DD, decision-directed) 的非线性内插方法来获得数据符号的信道参数估计。为了便于 SC-FDMA 系统频域均衡, 推导给出了变换域信道与频域信道的转换表达式, 利用该式可以直接获得频域信道响应。本文所提出的方法在高速移动环境中具有很好的估计性能, 且具有低的计算复杂度。

## 2 信号模型

假设每个用户有一根发送天线, 基站有  $N_R$  个接收天线, 且在上行链路传输中共有  $N_U$  个用户同时向基站传输数据, 则第  $u$  个用户的发送天线上第  $i$  子帧第  $m$  个 SC-FDMA 符号的发送信号  $a^{(u)}(m, n')$  通过  $N_u$  点的离散傅立叶变换(DFT, discrete Fourier transformation)后, 频域信号可以表示为

$$S_i^{(u)}(m, k_u) = \frac{1}{\sqrt{N_u}} \sum_{n'=0}^{N_u-1} a_i^{(u)}(m, n') e^{\frac{j2\pi n' k_u}{N_u}} \quad (1)$$

其中,  $0 \leq m \leq M-1$ ,  $M$  是一子帧中 SC-FDMA 符号的个数,  $0 \leq k_u \leq N_u-1$ 。在此采用集中映射方式将信号  $S_i^{(u)}(m, k_u), k_u = 0, \dots, N_u-1$  映射到长度为  $N_D$  的子载波块上, 即

$$X_i^{(u)}(m, k) = \begin{cases} S_i^{(u)}(m, k_u), & k \in \gamma_u \\ 0, & k \notin \gamma_u \end{cases} \quad (2)$$

其中,  $\gamma_u$  为用户  $u$  的  $N_u$  个子载波的映射集合。对式(2)中信号进行  $N_D$  点的快速傅立叶反变换(IFFT, inverse fast Fourier transform)处理, 可得到时域 SC-FDMA 信号为

$$x_i^{(u)}(m, n) = \frac{1}{\sqrt{N_D}} \sum_{k=0}^{N_u-1} X_i^{(u)}(m, k) e^{\frac{j2\pi kn}{N_D}} \quad (3)$$

其中,  $N_D \gg N_u$ 。

在高速移动环境中, 由于基站均是沿铁轨或公路附近建立, 这将存在一个很强的直射(LOS, line-of-sight)分量, 因此高速移动信道通常采用多径莱斯信道模型来描述<sup>[7-9]</sup>。若基站的发射载波频率为  $f_c$ , 在下行链路传输过程中, 由于基站与用户终端之间相对运动, 用户终端接收到的多径莱斯信号的载波频率为  $f_c + f_d$ , 其中,  $f_d$  为基站与用户相对运动引起的多普勒频移。由于用户终端采用锁相环的缘故, 其发射频率将锁定在  $f_c + f_d$  上, 因此在 TDD 模式下的上行链路传输中, 基站接收到的多径莱斯信号中 LOS 分量的频率为  $f_c + 2f_d$ , 散射分量

的频率为  $f_c + f_d$ 。故上行 LOS 分量的频偏为下行链路 LOS 分量频偏的 2 倍, 上行散射分量的频偏与下行链路中 LOS 分量上的频偏相同, 则在高速移动环境中用户  $u$  的发射天线和基站第  $q$  个接收天线间的多径莱斯信道为

$$h_i^{(u,q)}(m,n) = c_i^{(u,q)} \exp\left[j2\pi\epsilon_{i,m}^{(u,q)}(mN_s - N_D + n)/N_D\right] + \sum_{l_p=1}^{L_{u,q}-1} \alpha_{i,l_p}^{(u,q,\epsilon)}(m,n) \delta(m,n - \tau_{l_p}) \quad (4)$$

其中,  $c_i^{(u,q)}$  是信道的 LOS 分量,  $\alpha_{i,l_p}^{(u,q,\epsilon)} = \alpha_{i,l_p}^{(u,q)} \cdot \exp[j\pi\epsilon_{i,m}^{(u,q)}(mN_s - N_D + n)/N_D]$ ,  $\alpha_{i,l_p}^{(u,q)}$  为散射分量, 服从瑞利分布。  $\tau_{l_p}$  是第  $l_p$  径的归一化的时延,  $L_{u,q}$  为多径莱斯信道的径数。  $\epsilon_{i,m}^{(u,q)}$  是归一化的频偏。  $N_s = N_D + N_g$ ,  $N_g$  是循环前缀 (CP, cyclic prefix) 的长度。

假设 CP 长度大于信道的最大时延和收发两端完全定时同步, 则第  $q$  个接收天线上第  $i$  子帧的第  $m$  个符号周期上的信号为

$$r_i^{(q)}(m,n) = \sum_{u=0}^{N_f-1} \left( c_i^{(u,q)} x_i^{(u)}(m,n) e^{\frac{j2\pi\epsilon_{i,m}^{(u,q)}(mN_s - N_D + n)}{N_D}} + \sum_{l_p=1}^{L_{u,q}-1} \alpha_{i,l_p}^{(u,q,\epsilon)}(m,n) x_i^{(u)}(m,n - \tau_{l_p}) \right) + v_i^{(q)}(m,n) \quad (5)$$

其中,  $v_i^{(q)}(m,n)$  是第  $q$  个接收天线上第  $i$  子帧第  $m$  个 SC-FDMA 符号上协方差为  $\sigma_v^2$  的加性白高斯噪声 (AWGN, additive white Gaussian noise)。

假设车载速度最高为 300 km/h 和子载波频率为 2.3 GHz, 则对应的最大多普勒频移近似为 640 Hz。在一子帧传输时间内, 多普勒频移的变化小于 1 Hz, 因此一子帧中时变的频偏可以近似为一常数, 即  $\epsilon_{i,m}^{(u,q)} \approx \epsilon_i^{(u,q)}$ 。

对式(5)中的接收信号进行多用户分离<sup>[10]</sup>和频偏同步处理后, 补偿后的第  $u$  个用户的接收信号可以表示为

$$r_i^{(u,q)}(m,n) = \bar{c}_i^{(u,q)} x_i^{(u)}(m,n) \exp[j2\pi\Delta\epsilon(\epsilon_i^{(u,q)} - \hat{\epsilon}_i^{(u,q)})/N_D] + \sum_{l_p=1}^{L_{u,q}-1} \alpha_{i,l_p}^{(u,q,\Delta\epsilon)}(m,n) x_i^{(u)}(m,n - \tau_{l_p}) + \bar{v}_i^{(u,q)}(m,n) \quad (6)$$

其中,  $\Delta\epsilon = \epsilon_i^{(u,q)}/2 - \hat{\epsilon}_i^{(u,q)}$ ,  $\hat{\epsilon}_i^{(u,q)}$  为频偏估计值。

$$\bar{c}_i^{(u,q)} = c_i^{(u,q)} \exp\left[\frac{j2\pi(\epsilon_i^{(u,q)} - \hat{\epsilon}_i^{(u,q)})(mN_s - N_D)}{N_D}\right] \quad (7)$$

$$\bar{v}_i^{(u,q)}(m,n) = v_i^{(u,q)}(m,n) \exp\left[\frac{-j2\pi\epsilon_i^{(u,q)}(mN_s - N_D + n)}{N_D}\right] \quad (8)$$

对式(6)中的接收信号进行 FFT 和解映射处理后, 第  $q$  个接收天线上第  $u$  个用户的第  $m$  个 SC-FDMA 符号的第  $k_u$  个子载波接收信号为

$$R_i^{(u,q)}(m,k_u) = R_i^{(u,q)}(m,l) = \frac{1}{\sqrt{N_D}} \sum_{n=0}^{N_D-1} r_i^{(u,q)}(m,n) e^{-j2\pi nl/N_D}, l \in \gamma_u \quad (9)$$

由于每一组发送天线与接收天线间每个用户的每一子帧上的子信道均需要进行信道估计, 且处理方式相同, 故为便于后面的推导在此将省略部分符号中的下标  $i$  和上标  $u$  与  $q$ 。

### 3 时变信道对 SC-FDMA 系统影响

在高速移动环境下, 大的多普勒频移将导致信道发生快速变化, 快速变化的信道对 SC-FDMA 系统将产生两方面的影响: 一是符号内部 ICI; 二是符号-符号间选择性衰落。

#### 3.1 符号内部 ICI

通过对式(9)进行推导, 可以得到由时变信道引起的 SC-FDMA 符号内部 ICI 为

$$I(m,l) = \sum_{\substack{k \in \kappa \\ k \neq l}} X(m,k) \bar{H}_m^{(\epsilon)}(k,l) \quad (10)$$

式中,

$$\bar{H}_m^{(\epsilon)}(k,l) = \frac{1}{N} \left\{ \bar{c} \exp\left[\frac{j\pi(k-l+\epsilon)(N-1)}{N}\right] \cdot \frac{\sin\left[\frac{\pi(k-l+\epsilon)}{N}\right]}{\sin\left[\frac{\pi(k-l+\epsilon)}{N}\right]} + \sum_{n=0}^{N-1} H_m^{(\epsilon)}(n,k) \times \exp[j\pi(k-l+\epsilon)/N] \right\} \quad (11)$$

式中,  $H_m^{(\epsilon)}(n,k) = \bar{H}_m(n,k) \exp[j\pi\epsilon(mN_s - N)/N]$ ,  $\bar{H}_m(n,k) = \sum_{l_p=1}^{L-1} \alpha_{l_p}(m,n) \exp[-j2\pi k\tau_{l_p}/N]$ ,  $\bar{c} = c \cdot e^{j2\pi\epsilon(mN_s - N)/N}$ 。

文献[11]给出了瑞利信道中 SC-FDMA 符号内部 ICI 的平均功率, 由于瑞利信道与高速移动环境

下莱斯信道具有很大的差异，因此按照文献[11]的推导方法，推导出了莱斯信道下 ICI 的平均功率

$$\begin{aligned}
 P_{ICI} = & \frac{P_L}{N^2} \left[ \sum_{q=-N_u+1}^{N_u-1} \frac{N_u - |q|}{N_u} \left| \frac{\sin[\pi(q + \varepsilon - \hat{\varepsilon})]}{\sin[\pi(q + \varepsilon - \hat{\varepsilon})/N]} \right|^2 - \right. \\
 & \left. \left| \frac{\sin[\pi(\varepsilon - \hat{\varepsilon})]}{\sin[\pi(\varepsilon - \hat{\varepsilon})/N]} \right|^2 \right] + \frac{(N_u - 1)p_s}{N} + \\
 & \frac{2P_s}{N_u N^2} \sum_{p=1}^{N-1} (N - p) J_0(2\pi f_{\max} p T_s) \cdot \\
 & \left[ \sum_{q=-N_u+1}^{N_u-1} (N_u - |q|) \cos\left(\frac{2\pi p(q + \varepsilon/2 - \hat{\varepsilon})}{N}\right) - \right. \\
 & \left. N_u \cos\left(\frac{2\pi p(\varepsilon/2 - \hat{\varepsilon})}{N}\right) \right] \quad (12)
 \end{aligned}$$

式中， $J_0(\cdot)$  是第一类零阶贝塞尔函数， $T_s$  是采样时间， $f_{\max}$  是最大多普勒频移。由于高速移动环境下莱斯信道的莱斯因子通常大于  $10^{[7-9]}$ ，且由时变信道与残余频偏引起的 ICI 的功率低于  $-23$  dB，如图 1 所示。因此一个符号内部的 ICI 是很小的，对于采用低阶调制的系统而言其可以被忽略。

### 3.2 符号—符号间选择性衰落

在高速移动环境下，由大多普勒频移引起的符号—符号间的信道变化比较剧烈，尤其是莱斯因子比较小的情况下，图 2 给出了不同莱斯因子时变信道变化的三维图，从图可以看出符号—符号间的信道选择性比较强，这将导致系统性能严重恶化。因此，需要提出一种高精度的适用于高速移动环境的时变信道估计方法。

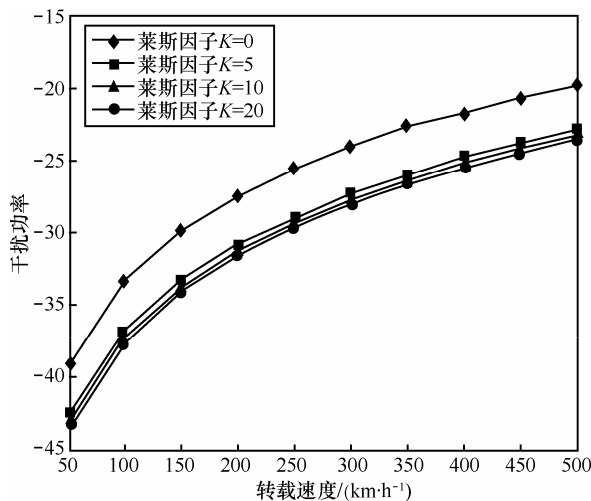


图 1 不同莱斯因子情况下由时变信道与残余频偏引起的干扰的平均功率(载波频率为 2.3 GHz)

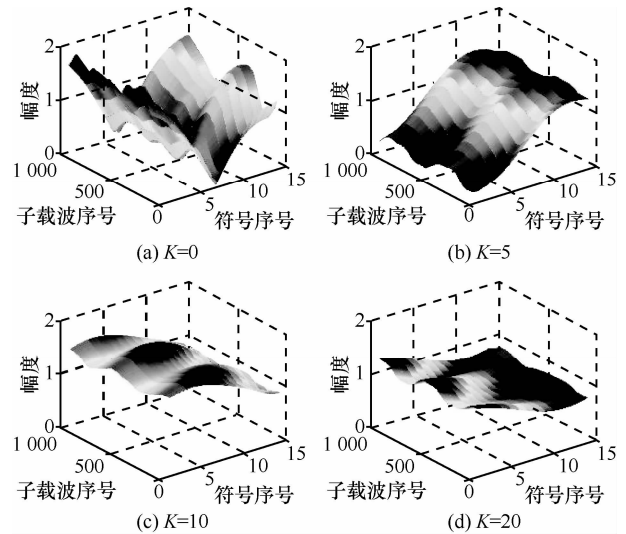


图 2 不同莱斯因子情况下信道变化三维图

## 4 基于判决导向的非线性内插方法

为了降低计算复杂度，新方法将在所定义的变换域中进行，所谓的变换域就是接收端信号进行  $N_u$  点 IDFT 变换处理后的域，如图 3 所示。根据一子帧中两块导频符号的位置特点，在此将子帧中的数据符号分成 2 部分：两导频间数据符号和两导频外端数据符号，如图 4 所示。由于这 2 部分数据符号位置的不同，提出采用了不同的基于判决导向的非线性内插方法来估计其信道参数估计，即采用联合分段线性内插与 DD 的方法来估计两导频间数据符号的信道参数，和利用联合分段常值内插与 DD 的方法来估计两导频外端数据符号的信道参数。

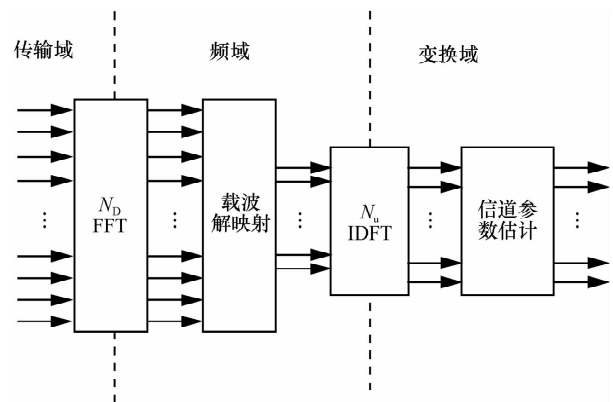


图 3 SC-FDMA 系统接收端信号处理域定义

### 4.1 所提出方法原理

由于所提出方法是在导频符号的信道参数基础上进行的，因此，必须首先获得两块导频符号的信道参数估计。根据附录 A 中给出的频域信道与变

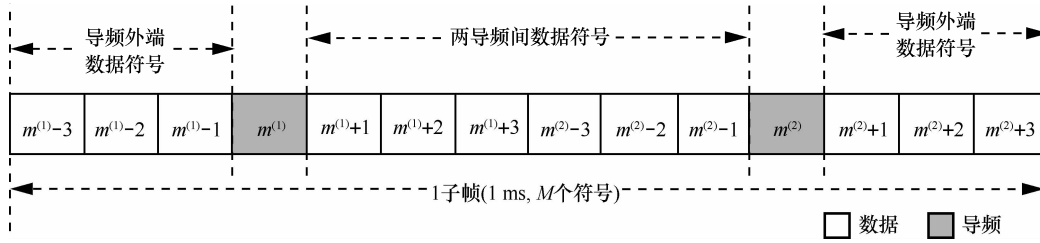


图4 SC-FDMA 系统一子帧中导频与数据位置

换域信道间的转换关系, 可以得到第  $\lambda$  个导频符号的信道参数估计为

$$\hat{\mathbf{h}}_{m^{(\lambda)}} = \mathbf{F}_{m^{(\lambda)}}^S \hat{\mathbf{H}}_{m^{(\lambda)}} \quad (13)$$

其中,  $m^{(\lambda)}$  是一子帧中导频符号序号的标识, 由于在 TDD-LTE 上行系统中每一帧包含两块导频符号, 即第 3 和第 10 个符号, 故  $\lambda=1, 2$ ,  $m^{(1)}=3, m^{(2)}=10$ 。 $\hat{\mathbf{h}}_{m^{(\lambda)}} = [\hat{h}(m^{(\lambda)}, 0), \dots, \hat{h}(m^{(\lambda)}, N_u - 1)]^T$ ,  $\mathbf{F}_{m^{(\lambda)}}^S$  是维数为  $N_u \times N_u$  的常数矩阵

$$\mathbf{F}_{m^{(\lambda)}}^S = \begin{bmatrix} S_{m^{(\lambda)}}^a(0, 0) & \cdots & S_{m^{(\lambda)}}^a(N_u - 1, 0) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{m^{(\lambda)}}^a(0, N_u - 1) & \cdots & S_{m^{(\lambda)}}^a(N_u - 1, N_u - 1) \end{bmatrix} \quad (14)$$

其中,  $S_{m^{(\lambda)}}^a(k_u, n') = S(m^{(\lambda)}, k_u) a^*(m^{(\lambda)}, n') \exp[j2\pi n' k_u / N_u]$ ,  $S(m^{(\lambda)}, k_u)$  和  $a(m^{(\lambda)}, n')$  分别是频域与时域中发送的导频信号,  $a^*(m^{(\lambda)}, n')$  是  $a(m^{(\lambda)}, n')$  的共轭信号。 $\hat{\mathbf{H}}_{m^{(\lambda)}} = [\hat{H}(m^{(\lambda)}, 0), \dots, \hat{H}(m^{(\lambda)}, N_u - 1)]^T$ , 其元素可以通过 LS、MMSE 等方法得到。

#### 4.1.1 两导频间数据符号的信道参数估计

为了获得高精度的信道参数估计, 提出利用联合分段线性内插与 DD 的方法来获得两导频间数据符号的信道参数估计, 即先用线性内插方法获得距两导频符号最近的两数据符号的初始信道参数估计, 然后利用 DD 方法来进一步提高其信道参数估计精度; 基于获得的两数据符号的信道参数估计, 再利用线性内插获得距其最近的数据符号的初始信道估计, 然后利用 DD 方法来进一步提高其估计精度, 上述过程重复操作, 直至得到两导频间所有数据符号的信道参数估计。该方法的具体估计步骤如下。

**步骤 1** 将两导频符号作为当前符号, 其序号分别为  $m^{(1)}$  与  $m^{(2)}$ , 利用线性内插方法得到距当前两符号最近的两数据符号上的信道参数估计, 即第  $m^{(1)}+1$  和第  $m^{(2)}-1$  个符号 (如图 4 所示)。

$$\hat{\mathbf{h}}_m = \left(1 - \frac{d}{D}\right) \hat{\mathbf{h}}_{m^{(1)}} + \frac{d}{D} \hat{\mathbf{h}}_{m^{(2)}} \quad (15)$$

其中,  $\hat{\mathbf{h}}_m = [\hat{h}(m, 0), \dots, \hat{h}(m, N_u - 1)]^T$ ,  $m = m^{(1)} + 1$ ,  $m^{(2)} - 1$ 。  $0 \leq d \leq D$ ,  $D$  是当前两符号的间隔。当  $m = m^{(1)} + 1$  时,  $d = 1$ ; 当  $m = m^{(2)} - 1$  时,  $d = D - 1$ 。

**步骤 2** 利用迫零算法分别对第  $m^{(1)} + 1$  和第  $m^{(2)} - 1$  个符号进行均衡处理, 则均衡后信号为

$$\hat{\mathbf{a}}_m = \bar{\mathbf{h}}_m^{-1} \boldsymbol{\psi}_m \quad (16)$$

其中,  $\hat{\mathbf{a}}_m = [\hat{a}(m, 0), \dots, \hat{a}(m, N_u - 1)]^T$ ,  $\bar{\mathbf{h}}_m$  是第  $m$  个 SC-FDMA 符号的离散时间信道冲击响应的托普利兹矩阵, 对于直射分量比较强的信道而言,  $\bar{\mathbf{h}}_m$  可以近似成为一个以  $\hat{h}(m, 0), \dots, \hat{h}(m, N_u - 1)$  为元素的对角矩阵。 $\boldsymbol{\psi}_m$  是变换域中接收信号向量, 其是式(9)中信号的 IDFT 变换, 即

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\psi}_m &= [\boldsymbol{\psi}(m, 0), \dots, \boldsymbol{\psi}(m, N_u - 1)]^T \\ &= \mathbf{F}^H \mathbf{R}_m \\ &= \mathbf{F}^H (\mathbf{H}_m \mathbf{F} \mathbf{a}_m + \mathbf{V}_m) \\ &= \mathbf{h}_m \mathbf{a}_m + \bar{\mathbf{V}}_m \end{aligned} \quad (17)$$

其中,  $\mathbf{F}$  是维数为  $N_u \times N_u$  的 DFT 变换矩阵,  $\mathbf{F}^H$  是  $\mathbf{F}$  的共轭转置。 $\mathbf{R}_m = [R(m, 0), \dots, R(m, N_u - 1)]^T$ ,  $\mathbf{a}_m = [a(m, 0), \dots, a(m, N_u - 1)]^T$ 。 $\mathbf{h}_m = \mathbf{F}^H \mathbf{H}_m \mathbf{F}$ ,  $\mathbf{H}_m$  是第  $m$  符号的频域信道矩阵, 其维数为  $N_u \times N_u$ 。在时变信道中, 由于信道时变性引起的子载波间干扰的影响,  $\mathbf{H}_m$  是一个非对角矩阵, 即其非对角线上元素不为零。由于高速移动环境下莱斯信道的莱斯因子通常大于  $10^{[7-9]}$ , 且由时变信道与残余频偏引起 ICI 的功率低于  $-23$  dB, 如图 1 所示。因此一个符号内部的 ICI 是很小的, 对于采用低阶调制的系统而言其可以被忽略。故  $\mathbf{H}_m$  可以近似为一个以  $[H(m^{(1)} - 1, 0), \dots, H(m^{(1)} - 1, N_u - 1)]$  为元素的对角矩阵。 $\bar{\mathbf{V}}_m$  是变换域中的 AWGN 向量,  $\bar{\mathbf{V}}_m = \mathbf{F}^H \mathbf{V}_m$ 。

**步骤 3** 对步骤 2 中检测信号进行硬判决处理, 判决后的数据向量  $\bar{\mathbf{a}}_m$ , 其第  $n'$  个元素为

$$\bar{a}(m, n') = \arg \min_{\substack{j \in \{0, \dots, 2^J\} \\ A_j \in \mathcal{A}}} |\hat{a}(m, n') - A_j| \quad (18)$$

其中,  $\mathcal{A}$  是符号星座点的集合,  $A_j$  是  $\mathcal{A}$  中的第  $j$  个元素,  $J$  是星座调制的阶数,  $n' = 0, \dots, N_u - 1$ 。

**步骤 4** 更新信道参数估计, 利用 LS 算法, 可以得到第  $m$  个数据符号的高精度信道参数估计为

$$\hat{\mathbf{h}}_m = \text{diag}(\boldsymbol{\psi}_m \bar{\mathbf{a}}_m^\dagger) \quad (19)$$

其中,  $\hat{\mathbf{h}}_m = [\hat{h}(m, 0), \dots, \hat{h}(m, N_u - 1)]^T$ ,  $m = m^{(1)} + 1, m^{(2)} - 1$ ,  $\text{diag}(\cdot)$  为取对角元素操作。

**步骤 5** 更新符号序号  $m$  为  $m^{(1)} + 2$  和  $m^{(2)} - 2$ , 且将第  $m^{(1)} + 1$  和第  $m^{(2)} - 1$  个符号作为当前符号, 重复步骤 1~步骤 5, 直至得到两块导频符号间所有数据符号的信道参数估计。

#### 4.1.2 两导频外端数据符号的信道参数估计

对于两导频外端的数据符号, 本文提出利用联合常值内插与 DD 的方法来估计其信道参数。在 SC-FDMA 系统中, 一子帧包含 2 个导频符号 (如图 4 所示), 由于第 1 个导频符号左边数据符号的信道参数估计与第 2 个导频符号右边数据符号的信道参数估计方法相同, 因此本节将以第 1 个导频符号左边的数据符号为例, 对其信道参数估计方法进行介绍。

首先利用常值内插方法得到距该导频符号最近的第一数据符号 (即第  $m^{(1)} - 1$  个符号) 的初始信道参数估计, 即  $\hat{\mathbf{h}}_{m^{(1)}-1} \approx \hat{\mathbf{h}}_{m^{(1)}}$ , 然后对该符号进行式 (16)、式 (18) 和式 (19) 中的均衡、硬判决及信道估计处理, 从而得到高精度的信道参数估计。对于第  $m^{(1)} - 2$  个符号, 首先利用常值内插方法得到其初始估计, 之后再重复上面的操作, 直到得到第一个导频符号外所有数据符号的信道参数估计。

#### 4.1.3 频域信道响应

由于目前 SC-FDMA 系统均衡处理均在频域进行, 因此为了便于 SC-FDMA 系统符号的频域均衡, 在此需要给出变换域中信道参数与频域信道响应的转换关系。根据附录 B 中的推导, 频域信道响应估计为

$$\hat{\mathbf{H}}_m = \mathbf{F}^D \odot \hat{\mathbf{h}}_m \quad (20)$$

式中,  $\mathbf{F}^D = \text{diag}(\mathbf{F}\mathbf{F}^H)$ ,  $\odot$  为点乘运算。

#### 4.2 复杂度分析

表 1 给出了不同信道估计方法的复杂度比较, 图 5 给出了对应的曲线, 其具体的仿真参数为  $N_u = 72$ ,  $\varphi = 3$ ,  $L$  为信道径数, 取值为 4,  $J = 4$  (对应为 16QAM 调制)。从图 5 可以看出, 新方法的复杂度远远低于文献 [2] 方法的复杂度, 且与文献 [3] 方法的计算复杂度几乎相同。

### 5 计算机仿真

仿真中采用了 TDD-LTE 上行 SC-FDMA 传输系统<sup>[1]</sup>来测试新方法的性能, 其具体参数为: 子载波个数 1 024, 数据子载波采用 16QAM 调制, 采样频率为 15.36 MHz, 载波频率 2.3 GHz, 车载速度 300 km/h。信道模型为多径莱斯信道, 其时延为 [0, 30, 110, 190, 410] ns, 功率为 [0, -6.51, -16.27, -25.71, -29.31] dB, 莱斯因子为  $K = P_L / P_S$ , 其中  $P_L$  是 LOS 分量的功率,  $P_S$  是所有散射分量的功率和, 莱斯因子考虑 5、10 和 20。仿真中考虑一发二收天线模式。为了与新方法进行对比, 在此对文献 [2, 3] 中方法也进行了仿真。

图 6 给出了不同信道估计方法的均方误差 (MSE, mean square error) 性能曲线。从图可以看出, 新方法的 MSE 性能远远地优于现有算法的性能。且随着莱斯因子或信噪比 (SNR, signal noise ratio) 的增大, 新方法的 MSE 性能获得的增益也增大。

表 1 复杂度比较

信道估计方法	复数乘法	复数加法
新方法	$N_D \text{lb} N_D + 2N_u^2 + 36N_u$	$2N_D \text{lb} N_D + 2N_u \times (N_u + 3 \times 2^{J+1} + 2)$
文献 [2]	$N_u + (M + 1) \frac{N_D^2}{2} \times \text{lb} N_D + LN_D \times [M(13 + \varphi) + 2\varphi]$	$(M + 1) N_D \text{lb} N_D + 2L\varphi(N_D - 1) + L \times [M(N_D(\varphi + 8) + 1)]$
文献 [3]	$3N_D \text{lb} N_D + 2N_u + 2[3L^2 + 6L + (N_D - 2) \times (L^3 + 3L^2 + 6L + 1) + 1]$	$6N_D \text{lb} N_D + 2 \times [2L^2 + 3L(N_D - 2) \times (L^3 + 2L^2 + L)]$

其中,  $J$  是星座调制的阶数,  $\varphi$  是文献 [4] 中多项式拟合的阶数。

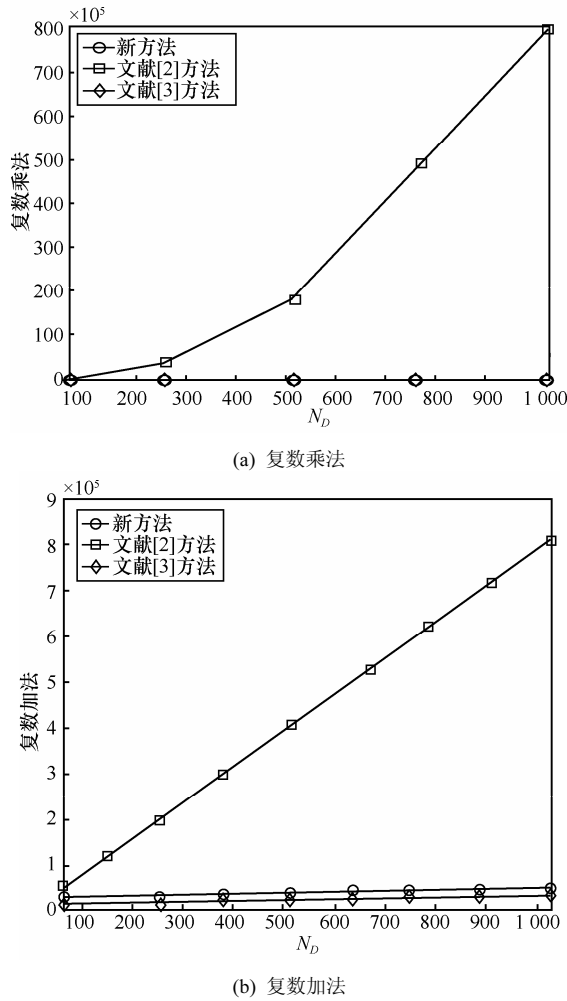


图 5 不同信道估计方法复杂度比较

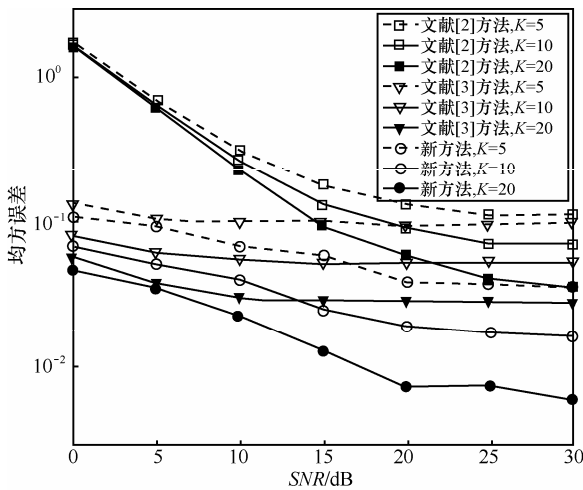


图 6 不同信道估计方法的均方误差性能

图 7 给出了利用不同信道估计方法得到的系统误帧率 (FER, frame error rate) 性能曲线。从图 7 可以看出: 与现有信道估计方法<sup>[2,3]</sup>相比, 利用新方法得到的系统 FER 性能在信噪比上至少有 10 dB 的

增益, 且随着信噪比的增大, 利用新方法获得的系统性能收益越大。即使在莱斯因子为 5 的情况下, 利用新方法也可以达到系统 FER 性能在  $10^{-1}$  以下的要求, 而利用现有方法得到的系统 FER 性能在  $10^{-1}$  以上出现误差基底。

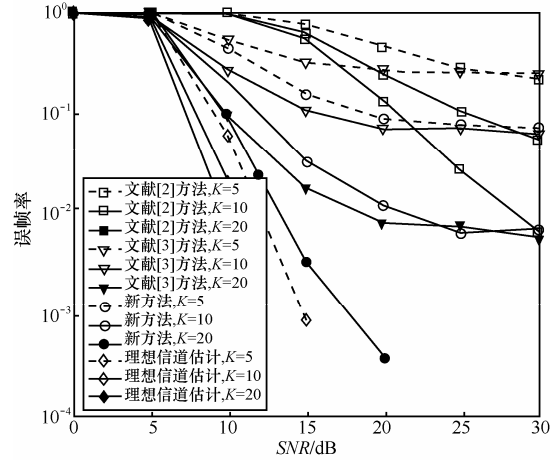


图 7 利用不同信道估计方法得到的系统误帧率性能

## 6 结束语

针对高速移动 LTE 上行多用户 SC-FDMA 系统, 本文提出了一种变换域时变信道估计方法, 该方法在变换域中通过采用基于判决导向的非线性内插方法获得了数据符号的信道参数估计。为了便于 SC-FDMA 频域均衡, 推导出变换域信道与频域信道的转换表达式, 利用其可以直接获得频域信道响应。由于所提出方法的所有处理均在变换域中进行, 因此其具有较低的计算复杂度。本文提出的方法不仅适用于 LTE 上行 SC-FDMA 系统, 还可以应用于无线局域网 (如 802.11a/n)、数字视频广播 (DVB, digital video broadcasting) 和 IEEE802.16e 上行链路等通信系统中。

## 附录 A 导频的频域—变换域信道转换

在新定义的变换域中, 定义一个新信道参数为

$$\begin{aligned}
 h(m^{(\lambda)}, n) &= \psi(m^{(\lambda)}, n) a^* (m^{(\lambda)}, n') \\
 &= a^* (m^{(\lambda)}, n') \sum_{k_u=0}^{N_u-1} R(m^{(\lambda)}, k_u) e^{\frac{j2\pi k_u n}{N_u}} \\
 &= a^* (m^{(\lambda)}, n') \sum_{k_u=0}^{N_u-1} H(m^{(\lambda)}, k_u) S(m^{(\lambda)}, k_u) e^{\frac{j2\pi k_u n}{N_u}} \quad (21)
 \end{aligned}$$

其中,  $\psi(m^{(\lambda)}, n), n=0, \dots, N_u-1$  是  $R(m^{(\lambda)}, k_u), k_u=0, \dots, N_u-1$  的  $N_u$  点的 IDFT 变换。 $m^{(\lambda)}$  是一子帧中导频符号的

序号。在 TDD-LTE 上行链路中有 2 个训练序列, 即  $\lambda=1,2$ , 其符号序号分别为第 3 个符号与第 10 个符号, 即  $m^{(1)}=3$  和  $m^{(2)}=10$ 。式 (21) 用向量的形式可以表示为

$$\mathbf{h}_{m^{(\lambda)}} = \mathbf{F}_{m^{(\lambda)}}^S \mathbf{H}_{m^{(\lambda)}} \quad (22)$$

其中,  $\mathbf{h}_{m^{(\lambda)}} = [h(m^{(\lambda)}, 0), \dots, h(m^{(\lambda)}, N_u - 1)]^T$ ,  $\mathbf{H}_{m^{(\lambda)}}$  是频域第  $\lambda$  个导频符号的信道响应,  $\mathbf{H}_{m^{(\lambda)}} = [H(m^{(\lambda)}, 0), \dots, H(m^{(\lambda)}, N_u - 1)]^T$ , 其元素可以由 LS、MMSE 等方法估计得到。 $\mathbf{F}_{m^{(\lambda)}}^S$  是常数矩阵, 其可以表示为

$$\mathbf{F}_{m^{(\lambda)}}^S = \begin{bmatrix} S_{m^{(\lambda)}}^a(0, 0) & \cdots & S_{m^{(\lambda)}}^a(N_u - 1, 0) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{m^{(\lambda)}}^a(0, N_u - 1) & \cdots & S_{m^{(\lambda)}}^a(N_u - 1, N_u - 1) \end{bmatrix} \quad (23)$$

其中,  $S_{m^{(\lambda)}}^a(k_u, n') = S(m^{(\lambda)}, k_u) a^*(m^{(\lambda)}, n') \exp[j2\pi n' k_u / N_u]$ ,  $S(m^{(\lambda)}, k_u)$  与  $a(m^{(\lambda)}, n')$  分别是频域与时域中发送的导频符号, 且  $k_u=0, \dots, N_u - 1$ ,  $n'=0, \dots, N_u - 1$ 。因此, 第  $\lambda$  个导频符号在变换域中的信道参数估计为

$$\hat{\mathbf{h}}_{m^{(\lambda)}} = \mathbf{F}_{m^{(\lambda)}}^S \hat{\mathbf{H}}_{m^{(\lambda)}} \quad (24)$$

其中,  $\hat{\mathbf{h}}_{m^{(\lambda)}} = [\hat{h}(m^{(\lambda)}, 0), \dots, \hat{h}(m^{(\lambda)}, N_u - 1)]^T$ ,  $\hat{\mathbf{H}}_{m^{(\lambda)}} = [\hat{H}(m^{(\lambda)}, 0), \dots, \hat{H}(m^{(\lambda)}, N_u - 1)]^T$ 。

## 附录 B 数据的变换域—频域信道转换

在不考虑噪声与干扰的情况下, 第  $m$  个 SC-FDMA 符号的频域接收信号用向量的形式可以表示为

$$\mathbf{R}_m = \mathbf{H}_m \mathbf{F} \mathbf{a}_m \quad (25)$$

$$\mathbf{R}_m = \mathbf{F} \boldsymbol{\psi}_m \quad (26)$$

其中,  $\mathbf{H}_m$  是维数为  $N_u \times N_u$  的频域信道矩阵,  $\mathbf{F}$  是  $N_u \times N_u$  维的 DFT 变换矩阵。 $\mathbf{a}_m$  是发送的第  $m$  个符号向量,  $\mathbf{a}_m = [a(m, 0), \dots, a(m, N_u - 1)]^T$ 。 $\boldsymbol{\psi}_m$  是变换域中的接收信号向量。根据式 (14), 在不考虑噪声与干扰的情况下,  $\boldsymbol{\psi}_m$  可以写成

$$\boldsymbol{\psi}_m = \mathbf{h}_m \mathbf{a}_m \quad (27)$$

利用式(25)~式(27)可以得到

$$\mathbf{H}_m = \mathbf{F} \mathbf{h}_m \mathbf{F}^H \quad (28)$$

其中,  $\mathbf{F}^H$  是  $\mathbf{F}$  的共轭转置。在时变信道中,  $\mathbf{H}_m$  是一个非对角矩阵, 由于时变信道与残余频偏引起的 ICI 的影响, 其对角元素不为零。但是根据 3.1 节中的分析可知, 在高速移动信道环境中, 采用低阶调制的系统可以忽略由时变信道与残余频偏引起的 ICI (如图 1 所示), 因此, 矩阵  $\mathbf{H}_m$  只需要估计其对角元素

$$\hat{\mathbf{H}}_m = \text{diag}(\mathbf{F} \hat{\mathbf{h}}_m \mathbf{F}^H) = \mathbf{F}^D \odot \hat{\mathbf{h}}_m \quad (29)$$

式中,  $\mathbf{F}^D = \text{diag}(\mathbf{F} \mathbf{F}^H)$ ,  $\odot$  为点乘运算。

## 参考文献:

- [1] 3GPP, TS 36.211. Physical Channels and Modulation[S]. 2009.
- [2] KARAKAYA B, ARSLAN H. Channel estimation for LTE uplink in high Doppler spread[A]. IEEE Wireless Communications and Networking Conf (WCNC)[C]. Las Vegas, USA, 2008.1126-1130.
- [3] HUANG S C, LIN J C, CHOU K P. Novel channel estimation techniques on SC-FDMA uplink transmission [A]. IEEE Vehicular Technology Conference[C]. Taiwan, China, 2010.1-5.
- [4] IDREES N M, HASELMAYR W, SCHELLANDER D. Time variant channel estimation using a modified complex exponential basis expansion model in LTE-OFDM systems[A]. IEEE 21st International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications[C]. Istanbul, 2010.603-607.
- [5] VISINTIN M. Karhunen-Loeve expansion of a fast rayleigh fading process[J]. IEEE Electronics Letters, 1996, 32(8):1712-1713.
- [6] ZEMEN T, MECKLENBRAUKER C F. Time-variant channel estimation using discrete prolate spheroidal sequences[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2005,53(9):3597-3607.
- [7] ABRISHAMKAR F, IRVINE J. Comparison of current solutions for the provision of voice services to passengers on high speed trains[A]. IEEE Vehicular Technology Conference[C]. Boston, MA, 2000. 2068-2075.
- [8] GOLLER M. Application of GSM in high speed trains: measurements and simulations[J]. IEEE Colloquium on Radio Communications in Transportation, 1995, (5): 1-7.
- [9] 3GPP. TSG-RAN4-37 (R4-051274). Initial Ideal Simulation Results for Different High Speed Propagation Scenarios[S]. 2005.
- [10] CHEPN H. Frequency offset estimation for high speed users in E-UTRA uplink[A]. IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications[C]. Athens, Greece, 2007.1-5.
- [11] ZHAO M, SHI Z N, REED M. Channel Estimation for Rapid Dispersive Fading Channels[P]. US20090103666, 2009.

## 作者简介:



杨丽花 (1984-), 女, 江苏徐州人, 南京邮电大学讲师, 主要研究方向为移动通信、通信信号处理、网络编码、压缩感知、多载波通信系统等。

杨龙祥 (1966-), 男, 江苏盐城人, 南京邮电大学通信与信息工程学院副院长、教授、博士生导师, 主要研究方向为宽带无线通信、未来移动通信系统、协作通信和网络编码。

朱洪波 (1956-), 男, 江苏扬州人, 南京邮电大学副校长、教授、博士生导师, 主要研究方向为泛在无线通信与物联网技术、宽带无线通信、无线通信与电磁兼容。